

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

昭63-108827

⑬ Int. Cl. 4

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 昭和63年(1988)5月13日

H 04 J 13/00  
H 04 B 7/15

A-8226-5K  
7323-5K

審査請求 未請求 発明の数 2 (全36頁)

⑮ 発明の名称 衛星または遠隔地中継器を使用するスプレッドスペクトラム多重アクセス通信システム

⑯ 特 願 昭62-261509

⑰ 出 願 昭62(1987)10月16日

優先権主張 ⑱ 1986年10月17日 ⑲ 米国(US) ⑳ 921,261

㉑ 発 明 者	クレイン・エス・ギル ハウセン	アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92122, サンディエゴ、カルガリー・アベニュー 4039
㉒ 発 明 者	アーウィン・エム・ジ エイコブス	アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92037, ラ・ジョラ、インバーネス・コート 2710
㉓ 発 明 者	リンゼイ・エー・ウィ ーバー・ジュニア	アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92122, サンディエゴ、トニー・ドライブ 3419
㉔ 出 願 人	クオルコム・インコー ポレーテッド	アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92121, サンディエゴ、ソレント・バレイ・ロード 10555
㉕ 代 理 人	弁理士 鈴江 武彦	外2名

明 細 書

1. 発明の名称

衛星または遠隔中継器を使用するスプレッドスペクトラム多重アクセス通信システム

2. 特許請求の範囲

(1) 符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を使用する複数のユーザーとの間または複数のユーザー間で通信するための手段と、前記ユーザー通信信号間の境界分離を行なうための分離手段とを具備することを特徴とする多重アクセススプレッドスペクトラム通信システム。

(2) 前記分離手段は実質上同時の多重可変方向ビームを発生する手段に結合されたフェーズドアンテナを備えている特許請求の範囲第1項記載の通信システム。

(3) 前記分離手段は種別モード選択を得るようにな構成されたアンテナ構造を備えている特許請求の範囲第1項記載の通信システム。

(4) 前記分離手段は前記情報信号のアクチレベルに反応して前記符号分割スプレッドスペクトラム通信信号に対する出力電力デューティサイ

クルを調整するための第1の電力制御手段を備えている特許請求の範囲第1項記載の通信システム。

(5) 前記分離手段は、受信位置において前記符号分割スプレッドスペクトラム通信信号に対する信号対雑音比を最大にする妨害パターンを発生するように、2以上の位置により同じ通信信号の送信または受信を調整することのできる位相および時間遅延を与えるためのトランシーバ手段を備えている特許請求の範囲第1項記載の通信システム。

(6) 前記分離手段は、通信リンクを完成するために必要な最小電力レベルに反応して前記符号分割スプレッドスペクトラム通信信号に対する出力電力レベルを調整するための第2の電力制御手段を備えている特許請求の範囲第1項記載の通信システム。

(7) 無指向性アンテナ構造を備えている特許請求の範囲第1項記載の通信システム。

(8) 前記通信する手段は、

複数の疑似直交スプレッド関数を発生するため

のチップ発生手段と、

前記スプレッド関数をユーザーに割当てて符号選択手段と、

前記符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を送信または受信できる複数の自動車ユーザーターミナルとを具備し、前記各ユーザーターミナルは、

割当てられたスプレッド関数にしたがって入力情報信号に応じて符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を発生する送信手段と、

割当てられたスプレッド関数にしたがって符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を処理することによって出力情報信号を発生する受信手段と、

1以上の無指向性アンテナと、

前記複数のユーザーターミナルから符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を受信し、意図している受信者に伝送するのに適した形態に前記符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を変換するための1以上の中継手段とを具備している特許請求の範囲第1項記載の通信システム。

前記符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を受信し、変換し、再送信するための1以上の地上に配置された中継装置と、

前記符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を受信し、変換し、再送信するための1以上の人工衛星に配置された1以上の中継装置とを具備し、

前記ユーザーターミナルは、前記中継装置のいずれかを介して符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を送信および受信するように構成され、中継装置は前記使用者ターミナルとの間で符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を受信および送信するように構成されている特許請求の範囲第8項記載の通信システム。

(15) 前記送信手段は、前記入力情報信号中の信号アクチブレベルを感知し、予め定められたサンプリング時間にわたって予め定められたしきい値レベルより下の感知されたアクチビティの減少に応じてユーザーターミナル送信電力デューティサイクルを減少させるアクチビティ検出手段を具備している特許請求の範囲第8項記載の通信シス

(9) 前記中継手段は、前記ユーザーに対して予め定められたパイロットチップシーケンスを送信する手段を具備している特許請求の範囲第8項記載の通信システム。

(10) 前記1以上の中継手段は、同時に多重可変方向性ビームを発生するフェーズドアレイアンテナ構造を具備している特許請求の範囲第8項記載の通信システム。

(11) 前記1以上の中継手段は、地理的領域の中央に位置する1以上の地上に設けた中継手段を具備している特許請求の範囲第8項記載の通信システム。

(12) 前記1以上の中継手段は、1以上の衛星に設けた中継手段を具備している特許請求の範囲第8項記載の通信システム。

(13) 前記中継手段から通信信号を受信し、または前記手段に通信信号を送信するための1以上の中心トランシーバを備えている特許請求の範囲第8項記載の通信システム。

(14) 前記中継手段は、

テム。

(16) 前記中継手段は、前記符号分割スプレッドスペクトラム通信信号中の信号アクチブレベルを感知し、予め定められたサンプリング時間にわたって予め定められたしきい値レベルより下の感知されたアクチビティの減少に応じて中継装置送信電力デューティサイクルを減少させるアクチビティ検出手段を具備している特許請求の範囲第8項記載の通信システム。

(17) 前記受信手段は、受信した第1の符号分割スプレッドスペクトラム通信信号中にある受信された電力レベルを感知し、感知された電力レベルに応じて第2の符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を送信するためにアンテナに供給される電力を調整するリンク電力制御手段を具備している特許請求の範囲第8項記載の通信システム。

(18) 前記無指向性アンテナ手段は、予め定められた偏波モードを選択するように前記アンテナを調整するために前記無指向性アンテナに結合された偏波制御手段を具備している特許請求の範囲

第8項記載の通信システム。

(19) 前記受信手段は復調装置を具備し、この復調装置は、

符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を受信するための入力手段と、

予め定められた周波数の局部基準信号を発生する可変周波数源と、

符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を局部基準信号と混合して中間スプレッドスペクトラム信号を出力するための、前記入力手段と前記可変周波数源に接続された無雑周波数混合器と、

前記無雑周波数混合器と直列に接続され前記中間スプレッドスペクトラム信号から不所望な周波数をフィルタするためのフィルタ手段と、

アナログ同相信号およびアナログ直角位相信号に前記スプレッドスペクトラム信号を分割するための前記フィルタ手段と直列に接続されている位相分割手段と、

前記アナログ入射および直角位相信号を可変速度でデジタル入射および直角位相信号に変換する

手段に接続され、前記ローカルパイロットチップシーケンスに関する前記符号分割スプレッドスペクトラム通信信号のタイミングを決定するため複数の時間的関係で受信された信号に対して前記パイロットチップシーケンスを比較し、前記コンバータ手段に対する割合を調整するチップ同期手段と、

前記割当てられたスプレッド周波数に対応するビットシーケンスを発生するユニットチップ手段と、

前記結合手段および前記ユニットチップ手段に接続され、同位相および直角位相デスプレッドスペクトラム情報信号を発生するデスプレッド手段と、

前記デスプレッド手段に接続され、前記直角位相および同位相デスプレッドスペクトラム信号を出力情報信号に結合する出力手段とを具備している特許請求の範囲第8項記載の通信システム。

(20) 前記復調装置はキャリアトラッキング手段およびチップ時間トラッキング手段を具備し、さらに、

ために前記位相分割手段と直列に接続されたコンバータ手段と、

前記デジタル同相および直角位相信号を直列に前記復調装置中の他の部品に伝送するため単一データラインに並置するように前記コンバータ手段の出力に接続された結合手段と、

前記復調装置により受信された通信信号と近接して送信された予め定められたパイロットチップシーケンスに対応して予め定められた機関で発生されるローカルビットシーケンスを発生するパイロットチップ基準手段と、

前記結合手段および前記パイロットチップ基準手段に接続され、前記ローカルパイロットチップシーケンスに関する前記符号分割スプレッドスペクトラム通信信号のタイミングを決定するため時間的関係で受信された信号と前記ローカルパイロットチップシーケンスを比較し、前記可変周波数源の周波数を調整するキャリアトラッキング手段と、

前記結合手段および前記パイロットチップ基準

手段および前記パイロット基準手段に接続され、前記同位相および直角位相信号を前記パイロットチップシーケンスと比較し、第1の相関パターンを表わす出力を生じる第1の相関手段と、

前記結合手段および前記パイロット基準手段に接続され、前記同位相および直角位相信号を前記パイロットチップ期間の程度の量の時間遅延させ、前記信号を前記パイロットチップシーケンスと比較し、第2の相関パターンを表わす出力を生じる第2の相関手段と、

前記結合手段および前記パイロット基準手段に接続され、前記同位相および直角位相信号を前記パイロットチップ期間の半分の程度の量の時間遅延させ、前記信号を前記パイロットチップシーケンスと比較し、第3の相関パターンを表わす出力を生じる第3の相関手段と、

前記第1および第3の相関手段に接続され、前記第1および第3の相関手段により与えられた出力に応じて前記コンバータ手段の速度を調整する

チップ同期手段と、

前記第2の相關手段に接続され、前記第2の相關手段により与えられた出力に応じて前記可変周波数源を調整するキャリアトラッキング手段とを具備している特許請求の範囲第19項記載のシステム。

(21) 前記入力手段および前記無線周波数混合器の間に配置され、それらと直列に接続された可変利得制御手段と、前記結合手段に接続されて前記同位相および直角位相信号の絶対値の大きさに応答して前記可変利得制御手段の利得を変化させる自動利得制御手段とを具備している特許請求の範囲第19項記載のシステム。

(22) 前記コンバータ手段は、前記同位相信号をデジタル同位相信号に変換する第1のアナログ変換手段と、前記直角位相信号をデジタル直角位相信号に変換する第2のアナログ変換手段とを具備している特許請求の範囲第19項記載のシステム。

(23) 前記第1の相關手段は、前記デジタル同

位相信号をデジタル同位相信号に変換する第1のアナログ変換手段と、前記直角位相信号をデジタル直角位相信号に変換する第2のアナログ変換手段とを具備している特許請求の範囲第19項記載のシステム。

(25) 前記第3の相關手段は、前記入力および直角位相信号を前記パイロットチップシーケンスと多重位相混合するための第3の手段と、

多重位相混合のために前記第1の遅延手段と前記第3の手段との間に位置している第2の遅延手段と、

予め定められた時間にわたって前記同位相および直角位相信号の和をコヒーレントに発生するために第2の多重位相混合をするための第3の手段に結合された第3のコヒーレント合算手段と、

予め定められた時間にわたって前記同位相および直角位相信号の2乗の和を発生する第2の2乗合算手段とを具備している特許請求の範囲第19項記載のシステム。

(26) 前記受信装置は復調装置を備え、この復調装置は、

前記符号分割スプレッドスペクトラム信号の実質上帯域幅全体にわたってサンプリングする入力手段と、

位相および直角位相信号を前記パイロットチップシーケンスと多重位相混合するための第1の手段と、

予め定められた時間にわたって前記デジタル同位相および直角位相信号の和をコヒーレントに発生するために前記多重位相混合するための手段に結合された第1のコヒーレント合算手段と、

予め定められた時間にわたって前記同位相および直角位相信号の2乗の和を発生する2乗合算手段とを具備している特許請求の範囲第19項記載のシステム。

(24) 前記第2の相關手段は、前記入力および直角位相信号を前記パイロットチップシーケンスと多重位相混合するための第2の手段と、

多重位相混合のために前記結合手段と前記第2の手段との間に位置している第1の遅延手段と、

予め定められた時間にわたって前記同位相および直角位相信号の和をコヒーレントに発生するために前記第2の多重位相混合するための手段に結合された第2のコヒーレント合算手段とを具備し

前記スプレッドスペクトラム信号をアナログ同位相およびアナログ直角位相信号に分割するために前記入力手段と直列に接続された位相分割手段と、

可変速度で前記アナログ同位相およびアナログ直角位相信号をデジタル同位相および直角位相信号に変換するために前記位相分割手段に接続されたコンバータ手段とを具備している特許請求の範囲第8項記載のシステム。

(27) 複数の通信サービス使用者に対して高容量多重アクセス通信を行なうための方法において、

割当てられたスプレッド関数を使用し、予め定められたキャリア周波数を使用して複数の帯域アナログ入力またはデジタル入力信号を複数の広帯域符号分割スプレッドスペクトラム通信信号に変換し、

前記複数の符号分割スプレッドスペクトラム通信信号に境界分離を施し、

前記符号分割スプレッドスペクトラム通信信号をユーザーとの間で伝送し、

ユーザーによつて受信された符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を狭帯域アナログまたはデジタル情報信号に変換することを特徴とする高容量多重アクセス通信方法。

(28)パイロットチップシーケンスの伝送が予め定められたデータビットのシーケンスを含む特許請求の範囲第27項記載の方法。

(29)中継装置を介して複数のユーザーとの間で伝送が行われる特許請求の範囲第27項記載の方法。

(30)地上中継装置との間で伝送が行われる特許請求の範囲第29項記載の方法。

(31)少なくとも一つの人工衛星との間で伝送が行われる特許請求の範囲第29項記載の方法。

(32)少なくとも一つの人工衛星および少なくとも一つの地上に配置された中継装置との間で伝送が行われる特許請求の範囲第29項記載の方法。

(33)境界分離は多重方向性ビームを形成するアンテナアレイを介する送信または受信を含む特許請求の範囲第29項記載の方法。

を使用して自動車または遠隔ユーザーターミナルに対する通信サービスを行なうための符号分割多重アクセス(CDMA)スプレッドスペクトラム信号用の方法および装置に関するものである。この発明はさらに、多重ビーム・フェーズド・アレイ中継アンテナ、偏波強調無指向性自動車アンテナ、音声またはデータアクティビティスイッチング、調整可能な使用者ターミナル電力制御、および周波数帯域通信リンクを備えた、CDMAスプレッドスペクトラム信号の利用に関するものである。

#### [従来技術]

遠隔地または自動車或いはそれら両者のように分類されるユーザーの多数のサービスグループに品質のよい通信サービスを行なうことは古くから必要とされていることである。これらのユーザーには、地方の電話システム、警察その他の政府機関、商業的ディスパッチング(dispatching)およびページング(paging)システム、緊急サービスおよび船舶電話等が含まれる。過去において、

(34)境界分離はアンテナ中に偏波モードを設定する過程を含む特許請求の範囲第27項記載の方法。

(35)境界分離は低入力信号アクティビティの期間中ユーザーに対して送信信号電力を減少させる過程を含む特許請求の範囲第27項記載の方法。

(36)境界分離は通信リンクの設定に必要な電力にตอบสนองして符号分割スプレッドスペクトラム信号に与えられる電力を調整する過程を含む特許請求の範囲第27項記載の方法。

(37)境界分離は、受信位置において前記符号分割スプレッドスペクトラム通信信号に対する信号対雑音比が最大になる妨害パターンを発生するように2以上の位置によつて同じ通信信号を送信または受信する過程を含む特許請求の範囲第27項記載の方法。

#### 3. 発明の詳細な説明

##### [産業上の利用分野]

この発明は、多重アクセス通信システムに関するものであり、特に宇宙中継または地上中継装置

これらの必要性は陸上自動車ラジオによつて部分的に満足されていた。しかしながら、これらのサービスは常にシステム容量よりも多くの可能性のあるユーザーに面していた。周波数またはスペクトラル帯域割当は可能性のあるユーザーの全体数を同時に処理するのに十分な容量を与えるものではなかった。

それであつても、私的な個人的、仕事上および航空通信のような新しいクラスのユーザーは自動車および遠隔ユーザーに対するサービスの要求を増加させている。多数の遠隔的にアクセス可能なコンピュータおよびデータシステムの非常な増加はまた自動車および遠隔ユーザーに対して音声通信に加えてデジタルデータ通信に対する要求を生じている。さらに、新しい型式の遠隔データ収集または検知システム、文字数字キーパッドまたはキーボード入力システムが提案されており、それらは現在の通信システムによつてサービスすることはできない。それ故新しい通信システムがこれらの要求のサービスのために提案され、構成

されなければならない。

新しい通信システムの構成においては、設計者および最終の使用者の両者に対するキーとなるものはシステムのチャンネル容量である。商用のシステムでは、容量はシステムオペレータにとって重要である収入または経済的実効可能性に關聯される。それは容量はサービスされるユーザーにより生じる収入の数を定めるからである。許容されるユーザーの数は可能性のあるユーザーサービスのために重要である。同時に存在するユーザー使用者の数および、それ故任意の通信システムに支持される容量はユーザー間の相互妨害の量によつて決定される。

現在の自動車無線サービスは利用できる帯域幅をもつと小さい帯域またはチャンネルに分割する周波数分割多重化(FDM)または周波数分割多重アクセス(FDMA)システムとして動作する。相互妨害を減少させるために、いくつかの帯域幅はまたユーザー間の減衰または分離を行なうためにチャンネル間にガード帯域に割当てられている。

不所望な信号の適切な排除のための典型的な分離または減衰の要求は所望の信号から15dB(FM型)乃至30dB(AM型)或いはそれ以下の程度である。それ故通信システムは地域的領域に分割されることができ、同じ周波数が適当な減衰によつて互いに分離される近接領域で同時に再使用されることができ、この技術は容易に陸上自動車無線システムに応用することができる。それは無線波は放射源(自由空間において)からの距離の2乗に比例して固有的に減衰されるからである。大都市区域におけるシステム動作は建物その他の吸収構造によつて経験的に $1/r^3$ 乃至 $1/r^4$ の減衰が実際に現われる。

互いに大きな距離によつて地域的に分離されているユーザーは自然に相互間でそれらの通信信号が減衰される。それ故、隣接する局からの信号が互いに経験的に15dB乃至30dBの減衰を生じるように配置された数箇の相互接続されたベース局を使用して通信システムが構成される。さらに容量を増加させるためにベーストランシーバに

完全な二重通信は2箇のチャンネルを必要とする。全体のチャンネル数は一般に半分に分割される。その一方の半分は中央ベース中継器に対するアップリンクおよびコール制御用であり、他方の半分はユーザーに対するダウンリンクおよび制御信号用である。さらにいくつかのチャンネルは追加の使用者に対してプロトコールおよびコール制御のために割当てられるかも知れない。それ故同時の使用者の数はチャンネルの見掛け上の数よりはずつと低いものである。

システム容量はチャンネル数を増加させることによつて増加させることができるが、これはチャンネル帯域幅を減少させ、音声品質を制限し、またユーザーの高速度データ伝送を制限する。その代りに、システム容量を増加させる好ましい方法は周波数の再使用である。周波数の再使用は、2箇のユーザー受信機による信号排斥に対する最小値により2箇の領域が互いに減衰または分離される限りは2箇の異なる通信リンク2箇の分離した地域的領域で同じ周波数を使用する方法である。

よつてサービスされる地域的領域は連続的に小さな大きさに分割され、それらは周波数の再使用を増加させることができるようにするために適当に減衰または隔離されることによつて分離される。

これは多数の自動車ユーザーに適用させる現在の方法であるセラー電話技術に対するベースである。ここで、各セルは中央ベース局によつてサービスされる地域的領域を構成し、その中央ベース局は陸上ベースの通信ラインおよびスイッチングシステムを使用して他の局とリンク間システムを形成し、そのため航空機の伝送だけがセルを横切つて局所化される。相互妨害を減少し、システム容量を増加させるために、周波数の使用は割当てチャンネルによりユーザーの間で最小の分離度を確保するために制御され、そのため少なくとも一つのガードセルが同じチャンネルを使用する二人のユーザーの間に位置されている。各セルはセルを横切る信号が實質上減衰されるように充分大きく、そのためそれらは異なるセルにおけるより低い雑音として感知される。セルシステムは中央制御

装置を使用し、それは所望のチャンネル分組を維持するためにシステム内の全てのチャンネル割当てのトラックを維持するためのアドバンス処理技術を使用する。ハンドオフにおいて、自動車のユーザーは現在周波数が許容されているセルから許容されていないセルへ移動する。これは通信リンクに対して使用された周波数を変更することをシステムに要求する。もしもチャンネルが隣接セルにおいて利用できないならば、コールはセルの境界において遮断されて失われる。

現在のチャンネル割当て方式の関連する問題は任意のときに通信システムに瞬間的アクセスをすることができないことである。チャンネル割当ては時間を増加させ、中央制御装置は通信リンクを設定することを要求し、コールが設定されることを阻止することすらあり得る。

セルシステムはまた特にセル境界付近で多重経路の問題を生じる。このようなセル境界付近では、ユーザーは中央送信機からと建物からの反射のような類からの両方の所望の信号を受信し、もしも

信号が反対位相であれば打消されて非常に劣化する。この問題もまた無線電話その他の現在の自動車システムで遭遇する問題である。

同様の問題はドップラ効果や位相シフトを生じる速度で中央送信機から移動する自動車のユーザーに対して生じる。この場合には送信機からの定在波パターンは半波長毎に衰えて生じて連続的な受信問題を生じる。さらに70マイル/hの程度の運動は300 MHzの周波数で±80 Hz程度のドップラ効果によるシフトを生じてチャンネル間妨害を増加させる。

FM型セルおよび無線電話システム放送はデジタルデータ信号の伝送に対しては効果的な技術ではない。現在のユーザーは2400乃至4800ボー（baud）の程度（将来のデータ伝送速度は19200ボーまで伸びることが予想される）のデータ伝送速度で10<sup>-3</sup> または10<sup>-6</sup> 程度の非常に低い誤差率を有する高品質であるデータ伝送リンクを求めている。

もつと小さいセルを使用することにより容量を

増加させることは大きな、高いユーザー密度、年領域では有用であるが、ユーザー密度の低い地方区域では有用ではない。容量の増加は同様に地方区域では経済的に（ベース局のコスト対その領域でサービスされるユーザー数）達成されない。それ故セル電話は大都市区域の要求のいくつかに合致するが米国と同様の国に対しては人口の24%、陸地の85%を占める地方区域の要求を満たせるものではない。さらにより大きな地方区域セルは隣接する都市区域における周波数の再使用を減少させる。これは単一の大きなセルが同じ周波数を使用することができないいくつかの小さなセルに隣接するために生じる。セルシステムに対するこの、およびその他の設計における考察および問題は文献（IEEE Communication Magazine 24巻2号1986年2月特に8～15頁参照）に詳細に説明されている。

前に、宇宙通信システムは低密度、地方または遠隔区域に経済的にサービスを行なうために必要であると述べた。しかしながら、宇宙通信システ

ムはさらに伝送するために地上中継局間の大きな距離にわたって地上のベースの電話通信を伝送するように大容量通信リンクを一般に利用する。これはすでに局所的な電話サービスなしに自動車使用者またはシステムユーザーの必要をアドレスしない。

いくつかの宇宙通信システムが中央中継局の代りに個々のアンテナを介して単一のユーザーをアドレスするために提案されているが、しかし宇宙局が動作する周波数および伝送方法は、高価で、自動車システムに使用するには柔軟ではない巨大な固定アンテナを使用する結果に導くことになる。

提案された宇宙通信サービスはUHF周波数中継器および広帯域コンパンド（compand）単側波帯（ACSSB）のようなAM変調方式を使用するFDMAシステムとして動作する。周波数の再使用は上記のセルシステムに類似した宇宙通信システムに対して使用されることができる。米国大陸はそれぞれの領域に対して別々のビームが使用されるビーム多重アンテナを使用することによつて

地理的な領域またはセルに分割されることができる。各領域またはアンテナパターンにおける信号が最も近接する領域に対して10dB程度の、また次に近接する領域に対して20dB程度の等々の減衰を受けるならば、所定の周波数は20dBの感度の排除に基づいて二つの領域で再使用できる。これは大陸内通信システム中で任意の時間に可能な使用者の数をほぼ2倍にする。しかしながら、これはサービスに対する要求を満足させない。

アドバンス周波数走査技術を使用してターゲット領域を横切つてアンテナパターンを走査するアンテナ設計が提案されている。これらのアンテナ方式は通信衛星で使用されるような所定のアンテナ反射インピーダンスによつて異なった周波数が異なった角度に反射されることができるといふ利点がある。これは、アンテナ放射システムにより送信される周波数が変化するときアンテナ反射器により地上に生成される実際のスポットが移動することを意味している。このようにして、同じアンテナ構造がビーム位置を変えるようにされる。

各信号が衛星に対して出て行く信号の一部を使用するだけであるように時間的に別々のユーザー信号を多重化または挿入する中央受信局を使用する。時分割多重方式は全体のスペクトラムを予め定められた時間インクレメントに分割する。通信中継システムにおける全ての信号はこの時間的に割割されたシーケンスの部分に割当てられる。それ故、他のユーザーが正確に同じ時間にリンクを使用することはない。割当てられた部分は非常に小さく、挿入は非常に多く、そのため全てのユーザーに対して同時に生じる。しかしながら、この時間をベースとする信号の同期は所望するよりも低い同時に調整されることのできるユーザー使用者数に当然制限を生じる。また、多数の同時のユーザーの同期はシステムの複雑性を増し、コストを増加させる。

高密度の都会から非常に低い密度の地方まで種々の環境のユーザーにわたつて多数のユーザーに適合する通信システムが必要である。通信システムは標準のスペクトル割当て帯域幅内の増加され

しかしながら、このような技術は異なった周波数を異なった領域に向けるアンテナ構造を使用し、したがって各領域に全体のスペクトラムの一部のみを割当てることにより周波数再使用の利点を完全に得ることができない。

衛星通信システムは同じユーザーと通信するユーザーまたは一連の多重衛星と直接通信する地上の中継器を使用しない。それ故、現在のシステムはユニバーサルなサービスを行なわない。すなわち、広い地理学的距離にわたつて位置を変化させるユーザーに対して、依然として交互の伝送装置または新しい周波数帯域を使用せずに通信できる能力を与えない。多重衛星システムでは、周波数再使用は地理学的ターゲット領域間の分類によつて制限される。衛星システムはまた自動車無線および電話システムと同様に多重経路、ブロッキング、フェーディング等の問題がある。

ユーザーの妨害を減少させる別の方法には時分割多重アクセス(TDMA)または多重化(TDM)システムがある。これらのシステムは、

た容量を有し、しかも現在得られるものと同程度またはそれよりよい通信品質を有することが必要である。さらに、低い電力密度で高速度低ビットエラー率のデータ伝送を迅速することのできる通信システムに対する必要性が存在する。

#### [発明の解決すべき問題点]

それ故、上記欠点を考慮して、この発明の目的は、高い同時ユーザー容量を有する多重アクセス通信システムを提供することである。

この発明の別の目的は、自動ドップラシフトおよびフェーディング制御機能を有する通信システムを提供することである。

この発明の目的はまた、将来の必要性に合致し将来の別の通信システムとインターフェイスすることができるよう拡張できる通信システムを提供することである。

この発明のさらに別の目的は、各種の自動車および遠隔ユーザーの必要性に合致することのできる廉価な通信システムユーザーターミナルを提供することである。



この発明のさらに別の目的は、非常に低いビットエラー率で高速度デジタルデータ信号の送信および受信を行なうことである。

〔問題点解決のための手段および作用〕

これらの、およびその他の目的および利点は、符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を使用する複数のユーザーとの間または複数のユーザー間で通信するための手段と、前記ユーザー通信信号間の境界分離を行なうための分離手段とを具備する多重アクセススプレッドスペクトラム通信システムによつて達成される。分離手段は実質上同時の多重可変方向ビームを発生する手段に結合されたフェーズドアレイアンテナと、2個の円偏波状態の一方または双方を得るように構成されたアンテナ構造と、信号受信を最大にする構成上の干渉を生成するために2以上の位置により同じ通信信号を送信または受信するトランシーバ手段と、前記情報信号に対して予め定められたアクチブレベルに回答して前記符号分割スプレッドスペクトラム通信信号に対する出力電力デューティサイク

する送信装置と、符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を検出して割当てられたスプレッド関数にしたがつて出力情報信号を発生させる受信装置と、無指向性アンテナとを具備している。少なくとも一つの中継装置が使用され、複数のユーザーターミナルから通信信号を受信し、意図している受信者に伝送するのに適した形態にその符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を変換するために使用される。

この発明のさらに別の観点によれば、中継装置は、通信リンクと隣接するユーザーに対して予め定められたパイロットチップシーケンスを送信する手段を具備していることが好ましく、受信装置はパイロットシーケンストラッキングループを有している。中継装置中にはアクティビティ検出装置が設けられ、入力情報信号中の信号アクチブレベルを感知し、予め定められたサンプリング時間にわたつて予め定められたしきい値レベルより下の感知されたアクティビティの減少に回答して中継装置送信電力デューティサイクルを減少させる。

ルを調整するための第1の電力制御手段または通信リンクを完成するために必要な最小電力レベルに回答して前記符号分割スプレッドスペクトラム通信信号に対する出力電力レベルを調整するための第2の電力制御手段を備えている。

この発明の多重アクセススプレッドスペクトラム通信システムの好ましい実施態様は、前記符号分割スプレッドスペクトラム通信信号によつて近接するユーザーに予め定められたパイロットチップシーケンスを送信するための手段をさらに備えている。

好ましい実施例においては、通信手段は、複数の疑似直交スプレッド関数を発生するためのチップ発生手段と、スプレッド関数の一つをユーザーに割当てる符号選択手段と、符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を送信または受信できる複数の自動車ユーザーターミナルとを具備している。それら各ユーザーターミナルは、割当てられたスプレッド関数にしたがつて入力情報信号に応じて符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を発生

ユーザーターミナルはまた、入力情報信号中の信号アクチブレベルを感知し、予め定められたしきい値レベルより下の感知されたアクティビティの減少に回答してユーザーターミナル送信電力デューティサイクルを減少させるアクティビティ検出手段を具備することができる。

ターミナルはさらに、受信した符号分割スプレッドスペクトラム通信信号中にある受信された電力レベルを感知し、感知された電力レベルに応じて符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を送信するためにアンテナに供給される出力レベル電力を調整する電力制御手段を具備することができる。

好ましい実施例のアンテナは、予め定められた偏波モードを選択するようにアンテナを調整するために偏波制御手段を具備している。

この発明のさらに別の観点によれば、中継手段は1以上の地上に配置された中継装置、または1以上の人工衛星に配置された中継装置、或いはその両者を備えることができる。通信システムは少

なくとも2箇の人工衛星および地上に配置された中継装置を使用することが好ましい。一般に人工衛星に配置された中継装置はハブとして知られている中央制御局を使用する他の通信システムに接続されている。このようにして以前には利用できなかったような方法でユニバーサルなサービスが得られ、高密度ユーザー区域における地上に配置された中継装置は人工衛星上の電力放出を減少させ、それらの電力容量を増加させるために地方のユーザー使用者の負担を軽減できる。

この発明のさらに別の観点によれば、通信システムは復調装置を具備し、この復調装置は、入力符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を局部基準信号と相関する無線周波数混合器を使用する。その結果生じた中間周波数スプレッドスペクトラム信号は不所望な周波数をフィルタして除去する。フィルタと直列に接続されている位相分割手段はスプレッドスペクトラム信号をアナログ同相信号およびアナログ直角位相信号に分割し、それらは次いで可変速度のデジタル同相および直角位相信

号に変換される。結合手段は復調装置中の他の部品によつて処理するためにデジタル同相および直角位相信号を直列に単一データラインに伝送する。

パイロットチップ基準手段は、復調装置により受信された通信信号と近接して送信された予め定められたパイロットチップシーケンスに対応してローカルビットシーケンスを発生する。

結合手段および前記パイロットチップ基準手段に接続された搬送波トラッキング手段は、ローカルパイロットチップシーケンスに関する符号分割スプレッドスペクトラム通信信号のタイミングを決定する時間的關係で受信された信号とローカルパイロットチップシーケンスとを比較する。局部混合周波数源の周波数を調整する決定が行われる。結合手段およびパイロットチップ基準手段に接続されたチップ同期手段は、ローカルパイロットチップシーケンスに関する符号分割スプレッドスペクトラム通信信号のタイミングを決定する複数の時間的關係で受信された信号に対してローカルパイロットチップシーケンスを比較する。この比較

はアナログ・デジタル変換に対する速度が調整が必要であるか否かを決定する。

ユニットチップ手段は割当てられたスプレッド関数に対応するビットシーケンスを発生し、それは結合手段に接続されて同位相および直角位相スプレッドスペクトラム情報信号を発生するデスプレッド手段により使用される。これらの信号はそれから出力手段中で結合されて出力情報信号を形成する。

この発明はまた複数の通信サービス使用者に対する大容量多重アクセス通信方法を提供する。その方法は、複数の狭帯域アナログ入力またはデジタルデータ入力信号を複数の広帯域符号分割スプレッドスペクトラム通信信号に変換し、割当てられたスプレッド関数および予め定められたキャリア周波数を使用し、複数の符号分割スプレッドスペクトラム通信信号にたいして境界分離を施し、符号分割スプレッドスペクトラム通信信号をユーザーとの間で伝送し、ユーザーによつて受信された符号分割スプレッドスペクトラム通信信号を狭

帯域アナログまたはデジタル情報信号に変換するものである。

この発明の方法はまたパイロットチップシーケンスを送信し、中継装置を通して信号を送信および受信する過程を有する。中継装置は少なくとも一つの地上に配置された中継装置および／または少なくとも一つの人工衛星上に配置された中継装置を備えることができる。

#### 〔実施例〕

この発明は、多数の移動するまたは固定された、および地方または遠隔地のユーザーの間に通信リンクを与える1以上の人工衛星または地上に配置された中継装置を使用する新しい通信システムを構成するものである。多数のユーザーを得るために通信システム内のユーザーターミナルは符号分割多重アクセス(CDMA)スプレッドスペクトラム伝送信号を使用するフォワードエラー修正符号化通信信号を送信するため新しい復調装置および復調装置を使用する。さらに、システム容量および通信は多重ビームフェーズドアレイ中継アン

テナ、偏波強調自動アンテナ、通信信号の受信および送信用の妨害パターンを発生する手段、音声またはアクチビティスイッチング、または可調整ユーザーターミナル電力制御を備えたユーザー間の境界分離を与える手段を使用することによりさらに強化される。さらに独立のパイロットチップシーケンス信号が使用されて取得およびトラッキングを改善する。

伝統的に、CDMAは劣ったスペクトラム利用を与えるように見えるためにFDMAおよびTDMAと比較して多重アクセス技術として劣っている。これはFDMAおよびTDMAにいはしては所定の帯域が分割されることのできる等しい帯域幅のチャンネルの数が使用者のチャンネル当りの帯域幅で分割された全体の帯域幅にほぼ等しいという前提に基づいている。一方CDMAは次のような前提によつてより少ないチャンネルを与える。

等しい数のユーザーがCDMAを使用する共通の周波数帯域を共用しようと希望する帯域幅が限

定された状況では、そのような等しいユーザーの数は次の式によつて決定される。

$$I/S = W/R - Eb/N_0 \quad (1)$$

ここで、 $I$ は、各ユーザーの受信帯域によつて見られた全体の妨害電力であり、全てのユーザーの全体の電力に等しく、それはユーザー数 $\times$ ユーザー当りの電力に等しい。

$S$ は、ユーザーの電力であり、したがつて $I/S$ はユーザーの実効数に等しい。

$W$ は、スプレッドスペクトラム信号により占有された帯域幅である。

$R$ は、各ユーザーのデータ速度である。

$E_b/N_0$ は、使用される変調および符号化システムに要求される信号対雑音比である。

$W/R$ はTDMAおよびFDMA容量であることを認めることができるから、CDMA容量は $E_b/N_0$ に等しい量だけ常に少ないように見えるであろう。実際のシステムにおいては、この量は使用される変調および符号化システムによつてほぼ3～5dBである。

この発明は、境界分離を生成するための手段を使用することによつてCDMAシステムの容量を非常に増加させる。境界分離という用語についてここで定義する。キーとなる考えは、スプレッドスペクトラム受信装置は一つの所望の信号に対する妨害として全てのユーザーの入来電力の重み付けされた合計を見るということである。もしもシステムが不均一な重み付けを与える手段を備えているならば、容量の増加は重み付けの差から得ることができる。FDMAまたはTDMAシステムに対して使用されるべき差が小さ過ぎることはCDMAシステムに対しては全く価値のあることである。

以前提案されたCDMA人工衛星システムにおいては、地上をカバーするアンテナを有する広帯域トランスポンダが使用された。このようなアンテナは全てのユーザーに対してほとんど同じ利得を与え、境界分離は実現されず、事実特性はTDMAまたはFDMAに対するよりもCDMAに対して悪かった。しかしながら、この発明では、

境界分離を実現する能力を与える多重方向正ビームアンテナを利用する。このようなアンテナはまたFDMAおよびTDMAシステムの容量を増加させるが、CDMAに対してはるかに大きな容量利得を与える。これはFDMAおよびTDMAシステムは許容できる特性を与えるために少なくとも共通チャンネル信号の15dBの分離を必要とするからである。一方CDMAシステムは1dB程度の分離から有用な容量増加を得る。

境界分離は妨害ユーザー信号の入来受信電力の等しくない重み付けを与えるシステム特性として定義される。この発明の実施例は境界分離を行なうために、多重方向性アンテナ、アンテナ偏波、多重人工衛星からの妨害ビームパターンの形成、異なる距離の妨害に対する経路損失差、および連続送信デューティサイクルより低くすること等のいくつかの機構を利用する。境界分離を生成する別の方法は通信システム設計の当業者によつて可能である。

開示された通信システム10は8MHzのスプレ

ッドスペクトラム帯域幅  $W$  と、帯域幅に対する比が 1600 の 5 kHz の情報信号帯域幅  $R$  と、32 dB の処理利得を使用する。 $E_b/N_0$  が 5 dB であると仮定すると、ユーザー数は式 1 から計算されることができる。これらの条件下で  $I/S$  は 27 dB である。それ故ユーザーの全体の数 ( $I + S$ ) は約 500 である。これは通信システムがこれらの条件で 500 の使用者を支持することを意味する。しかし、これらは全て同じ条件下で動作し、システム内で等しい電力および分離を有するユーザーである。

もしも、システム通信リンク中で妨害に対して等しくなく分離または寄与されているならば、新しいユーザーが追加できる。これは比較的平坦な応答性、またはビーム幅の中心を横切り縁部で鋭く落ちる利得を有するアンテナパターンを使用して説明することができる。もしもアンテナビーム幅の中央の高利得よりも大きな区域にわたってユーザーの等しい分布を仮定するならば、各ユーザーは利得中のロール・オフのためにその信号に対

して影響される相対的利得によつて重み付けされる。第 1 図は、通信システムに対するロール・オフのインパクトを示す。

第 1 a 図は、実際、最大および最小利得対周波数からの上バンド送信に対して使用される典型的な人工衛星アンテナのボアサイトからの単一側の角度のグラフである。このアンテナパターンは CDMA システムではなく、FDMA システムに対して最適化されたアンテナを表わしている。第 1 b 図はボアサイトの中心からの両側または全体の角度として表わされた利得領域および角度を有する表形式の最小および最大利得データを示す。もしも各領域中の最大利得および全体領域に対する利得係数を使用し、米田の典型的な 7.4 度の幅を横切つて使用者の均一な分布があると仮定するならば、第 1 b 図は全体で 2326 のユーザーが重要なユーザーの力を有する 500 のユーザーと同じ有効干渉を有することを示している。

“ $\Delta$  角” の欄は各利得範囲の角度の大きさを与える。“# のユーザー” の欄はこの利得における

ユーザーの割合とユーザーの全体数を乗算することによつて計算される。次の式が使用される。

$$\begin{aligned} \# \text{ のユーザー} \times \Delta \text{ 角} \times \text{全ユーザー} \\ \div \text{US の全角度} \quad \dots (2) \end{aligned}$$

“重み付した # のユーザー” の欄は “# のユーザー” の欄とその範囲の最大利得との乗算により計算される。これはこの最大利得でこの領域にあるユーザーと同じ干渉を生じる 0 dB におけるユーザーの等価数を計算する。次の式が使用される。

$$\begin{aligned} \text{重み付した \# のユーザー} \\ \# \text{ のユーザー} \times 10 - (\text{最大利得} / 10) \dots (3) \end{aligned}$$

1 dB 程度の小さな減衰でさえ重みを付けた全体をいかに減少させるかに注意することは重要である。最後に “重み付した # のユーザー” が合計される。U. S. におけるユーザーの数は説明では “重み付けした全体” が上で使用した約 500 のユーザーになるように調整される。

“CDMA 再使用係数” は 2326 対 500 の比として計算される。3.70 の “FDMA 再使用係数” が 7.4 度 / (1.0 度 2) として計算された。

7.4 度は U. S. の幅であり、1.0 度はアンテナの 2 dB ビーム幅であり、一方のビームにおいて周波数の一方の半分を使用する必要があり、残りの半分は次のビームで使用する必要がある。それ故周波数の前に二つの帯域幅がある。FDMA に対して最適化されたアンテナを使用すると、CDMA はよりよい再使用係数を示す。もしも同じ大きさのアンテナが CDMA に対して最適化されたならば (最小雑音ビーム幅)、CDMA 再使用係数  $F 6.67 / 3.70 = 1.80$  の再使用利得を与える 6.67 に増加する。

もしも、多重ビーム位置が設けられて、そのため全てのユーザーがビームの中心付近で受信されるならば、有効ユーザーの全数は 500 であるが、システムは実際には 2326 のユーザーを支持することが認められる。それ故システムは数 dB の境界分離を使用し、それは他のシステムでは周波数再使用を行なうために使用しない。この実効隣接ユーザー減衰の増加の能力はこの通信システムが他の通信システムに比較して非常に増加した周波数

再使用を与えることを許容する。

この発明の原理にしたがって動作する通信システムの全体の概要は第2図に示されている。第2図において、スプレッドスペクトラム通信システム10は地上の中継装置12または1以上の中央局16を有する軌道中継装置14を使用して自動車ターミナル20または22および固定ターミナル24または26の間で情報の送信、受信を行なう。

情報という用語は、いくつかのターミナルは典型的なアナログまたは音声信号およびデジタルデータの形態の信号を送信し、或いは送信するように構成されているから、デジタルデータおよび音声の両者含めて使用される。デジタルデータの伝送は一般にユーザーターミナル22または26の回路を有するTTY装置またはコンピュータのようなデータ発生器とリンクする適当なインターフェイスを使用して行われる。モデムその他のデータ通信インターフェイス装置は容易に設計され、当業者にはよく知られているのでここでは詳細な説明は行なわない。

善された高品質の通信を行なうことによつて通信技術を進歩させる。しかしながら、通信システム10の地上部分もまた軌道衛星中継装置14とインターフェイスするように構成されている。

最初のシステムは存在する電話により、或いは設けられた光ファイバまたは無線通信リンク34を介して相互に接続されている地上の中継装置12を通じて通信リンク30を多数の遠隔または自動車ユーザーに適用させる。その後衛星が打上げられたとき、通信システム10は衛星リンク36を使用してユーザー、特に田舎のユーザーと接続する。その後の衛星が打上げられ、改善された通信およびより高いシステム容量を与える。付加的な制御および信号処理が衛星リンク38を介して中央地上局またはハブ16を使用することにより衛星部分に行われることが好ましい。

これは通信システム10を非常に柔軟にし、各種の通信に対する要求およびサービスを処理する利点を生じさせる。通信システム10は政府機関の承認および衛星の開発および打上げ時間に約合つた

この発明の好ましい実施例の通信システム10は、固定ターミナル24または26では高品質のワイヤによる通信リンクが容易かつ安価にアクセスされる大都市区域における利点に劣るために、自動車ターミナル20または22の広範囲の使用を行なう。しかしながら、距離の大きな、遠隔の位置にある固定局24および26はこの通信システム10によつて大きな利益を得る。それは、地上のワイヤまたはケーブルによるリンクは禁止的に高価なものとなり、設備が困難で、多くの区域では存在さえしないからである。

通信システム10は通信のために数個の別の経路を使用し、或いは使用すべき段に展開する。初期の通信システム10の装置は恐らく専ら地上に配置された中継装置12を使用し、その中継装置12はターミナル20、22または24間で情報を送信し情報を伝達する。これは通信システム10を二つの部分、すなわち地上部分と人工衛星部分に分ける2段階の右側のシステム10の部分によつて示されている。この発明の地上に配置された中継装置12は改

大きなユーザーベースまたは地理学的サービス区域に適合する。

この二重システムは、ユニバーサルなサービスおよび妨害の2点で現在のシステムにまさる付加的な利点を有している。ユニバーサルなサービスはユーザーがシステム内を自由に移動し、位置に関係なく通信することを可能にする。すなわち、自動車のアクセスは田舎、小都市または都市区域および地上、空中または水上の移動形態の間の切換えをユーザーに与える。このサービスは設備を変更しないで個々の、低価格のユーザーターミナルに与えられる。これはまた、セル配置により与えられる通常の“ホームカバレッジ”の外でさえもユーザーが通信システム10のアクセスを有することを意味する。

通信システム10は多数の小さなセルに分割して位置する大きなセルを有するセルの大きさが変化しているセルシステムとして構成することができる。これは周波数再使用の量を減少するけれども、周波数再使用容量が非常に増加することによつて

通信システム10に対して実質上の制限にはならない。それはそのような再使用の制限または損失に適合することができ、以前の通信システムよりもユーザーに対してサービスできる。通信システム10はセルシステムにおいて従来見られた周波数再使用のための同じガードセルまたはスペースは必要ない。

前に論じたようにセル電話や自動車無線のような現在の通信システムはSCPCすなわちキャリア当り単一チャンネルのFDMAシステムであり、それは全体のスペクトラムを各ユーザーまたは通信リンクに対する別々のチャンネルまたは周波数に分割する。これらの通信システムはFMまたはAM変調技術を使用し、それは一般にFMに対しては15dB、AMに対しては30dBまたはそれ以上の程度のユーザー間の最小の減衰が必要である。

通信システム10は、相互妨害を減少させるために疑似直交ビットシーケンスを使用するコード化されたデジタル通信信号の設定によりユーザー容量を増加させるためにスプレッドスペクトラム信

号を発生することによって行われる。デジタル入力信号は直接スプレッドできる。その結果生じたスプレッドスペクトラム信号はその後キャリアを搬調し、通信信号を生成するのに使用される。また最初にキャリアを搬調しそれからスプレッド関数を供給することも可能である。しかし好ましい実施例としては、第1の方法がデジタル処理が容易であるために使用される。

高帯域幅スプレッド信号はこの技術分野でチップと呼ばれている周期 $T_c$ の一連の決定ビットを構成する。チップまたはチップシーケンスは当業者によく知られている技術および電子装置を使用して発生される。スプレッドスペクトラムチップシーケンスを発生するための各種の技術および既知のコードか公式がある。そのような技術または方法の一例は文献(Spread Spectrum Communication第1巻、M. K. Simon他第5章262～358頁)に示されている。

チップは入力音声またはデータ信号よりずっと高い周波数で発生される。この高い周波数でチッ

号伝送技術を使用する。同時に通信チャンネルは割当てられた帯域幅全体にわたり、或いは占有するように広がり、それは通信品質を改善し、増加した帯域幅信号を許容し、周波数の選択的フェーディングの影響を減少させる。

スプレッドスペクトラム通信は狭い帯域幅の信号を広い帯域幅の信号に変更または拡大するスプレッド関数を有する出力情報信号の処理を含む。スプレッド関数は再生可能な関数であり、それは狭い帯域幅の伝送信号をもつと広い帯域幅に広げて信号のピークスペクトル密度を減少させる。これは直接シーケンススプレッドスペクトラムコーディングである。その代りに、キャリア周波数がスプレッド周波数にわたって疑似ランダムにホップできる。直接シーケンススプレッドスペクトラムは多重経路干渉をアドレスする応用には好ましい。

通信システム10においては、これは音声等のアナログ入力信号デジタル形態に変換し、それらを高帯域幅高周波数のデジタルスプレッド信号と振

幅を発生することにより一連のチップは各単一情報ビットに対して発生される。使用される特定のチップ周波数は通信システム10に割当てられた帯域幅に依存する。通信信号を以下説明するように高い処理利得が可能であり達成される割当てられた全帯域幅をカバーするように広げることが望ましい。またチップ速度が速くなれば、より多くのユーザーをスプレッドスペクトラム通信システムがサービスできる。それは高い速度は情報ビット当りより多くのチップを発生し、ユーザー間を識別する疑似直交コードを増加するからである。

8 MHzのスペクトラム割当て帯域幅で、スプレッド信号を処理するために5次の楕円フィルタを使用すると、約8 MHzのチップ周波数が2 dBの通過帯域リップルおよび30 dBの停止帯域減衰を有する信号を出力するために使用される。この周波数は長いチップシーケンスを与え、それはユーザー間の識別のための多数の別々のアドレスまたはコードを与える。

通信システム10はシステムのユーザー容量を増

加させるために符号分割多重アクセス(CDMA)信号を使用する。これは各ユーザーにチップシーケンス中の特定のコードを割当てることにより行われ、そのためユーザー間の交差相関関数は小さく、ユーザーは互いに類似直交であるといえることができる。前述のように、コードまたはチップシーケンスのファミリーを決定または発生するために使用されることのできるコード関数が知られている。その例として示せば、前述のスプレッドスペクトラム通信の文献に示されたようなGOLDコードがある。

チップシーケンスは、予め定められたまたはユニークなチップシーケンスがユーザーターミナルの通信システム10中で使用される時間全体にわたって特定の使用者に割当てられるように発生され、または選択され、或いはコール設定プロトコルの一部として通信リンクを使用者がスタートさせる各時間を割当てられるように発生され、または選択される。もちろん、これは全てのユーザーチップシーケンス割当ての中央記録またはリストの

信号をもつと低いIF周波数に変更させ、信号を追跡し、または信号にロックする。受信装置48はそれからキャリアを除去し、信号をデジタル符号化された信号を生じるようにデスプレッドする。符号化された信号はデータ・音声復号装置48に転送され、そこで地上リンクによつて使用するアナログまたは音声信号に変更される。第3図で、電話回路網インターフェイス50が使用され、音声信号を他の場所へ伝送するため電話線に結合するのに使用される。その代わりに、図示されていないが、光ファイバ結合器が使用されて信号を光ファイバ通信ケーブルに結合するように使用されることもできる。インターフェイスおよび光ファイバ結合器は市販されている装置であり、地上通信システムの技術の当業者によつて設計できる。

中継装置12はまたそのサービス区域内の他の自動車ユーザーと直接入来信号を通信できる。この場合には、マイクロプロセッサ制御装置および回路を備えていることができる中継装置制御装置52が復号された通信信号を通信プロトコール(チップ

維持をる。

通信システム10の地上の中継装置12は第3図に示されている。第3図において、田舎または都市に配置されている通信信号を受信または送信するためのアンテナ40を使用する。アンテナ40は中継装置12の送信および受信部分の両者またはモードにアンテナを結合することを可能にするデュプレクサ42に結合されている。これは2層使用することと比べて単一アンテナの使用によりアンテナの設計および設備を簡単にする。しかしながら、この発明の作用に対しては単一のアンテナである必要はない。

デュプレクサ42は入力された、または受信された通信信号を受信電力分割器44を過つてスプレッドスペクトラム受信装置46に伝送する。この受信装置46のそれぞれは特定のユーザーまたは通信リンクを処理する。それ故、各中継装置は所定の時間に適合することが期待されているユーザー又は通信リンクと同じ数の多数のスプレッドスペクトラム受信装置を使用する。受信装置46は入力通信

プシーケンス割当て)中で特定されたユーザーに導く。予め各ユーザーは特定のチャンネルを割当てられている。チャンネルとは通信システム10に対して使用されるが、システムの全体の電力のパーセンテージを言う。各ユーザーは中継装置により使用される全体のスペクトラムを一般に占有しているが、通信リンクを設定し維持するために必要な電力の最小量によつて決定される中継装置に対して利用できる電力の一部のみを割当てられる。実施例では全体のスペクトラム割当ては半分に分割されその一つは通信リンクのアップリンク部分で使用され、残りの半分は通信リンクのダウンリンク部分で使用される。

この型式の電力制御を使用することによつて、ユーザーとの通信を維持するために必要な電力の量は、ユーザーが距離による無線波の減衰に基いて中継装置に近いとき減少する。電力減少の効果は第4図に示され、通信リンク形成に使用される平均電力対中継装置からの距離のグラフが示されている。さらにこの型式の分配に対して、中継



装置に必要な全体電力はほとんど2乗で減少する。この減少は同じ電力要求に対して2乗の係数で中継装置に必要な電力を減少させ、或いは容量を増加させるために使用できる。この電力の減少はまた近接コールの妨害を減少させる。

第3図に戻ると、地上リンクまたは他のローカルなユーザーのいずれかの情報信号は音声・データエンコーダ54を介して送信装置56に伝送される。送信装置58では、デジタル的にコード化された信号がスプレッドされ、所望の通信信号を形成するためにキャリアを復調するのに使用される。通信信号は送信装置電力結合装置58およびデュプレクサ42を通過してアンテナ40に転送される。

中継装置12によりサービスされる区域内に残った通信信号に対して、この発明の好ましいシステムにおいては、デジタルデコーダ48およびエンコーダ54を介して信号の中継変換を導くことはない。その代わりに、信号は直接受信装置46と送信装置58との間で転送され、実際のアナログ形態への変換よりもむしろスプレッドスペクトラムコード割当

においては、会話の音節間短い期間中使用される信号レベル、エネルギーまたは送信電力を減少させることのできる迅速なアタック、しきい値感知検出器を使用することが可能である。FDMAおよびTDMA通信システムはこの短い期間中にチャンネルの再割当てまたは同様のステップを行なうことはできない。デジタルデータ伝送中の途切れ(pause)に対してこれは同様に適用可能である。電力減少は同期を維持するための短い周期的バーストを除いて送信装置をゲートオフすることにより達成される。これは電力出力回路のデューティサイクルを変える制御信号を発生することにより行われる。

アクティビティ検出および電力制御は通信システム10に対する実質的にエネルギー消費量の節減をもたらす。典型的な会話により消費される時間全体の40%が“死”時間として処理できることが見込まれる。各ユーザーに対するビットエラー率および信号品質は瞬間ベースでEb/Noにより決定される。それ故、もしも妨害のいくらかがゲ

てを変更する必要としてのデコードを行なう。

この発明の中継装置は信号の写しを必要とせず、に所望される多くの使用者に単一の通信信号を転送できる。これに関して、メッセージを送るのに使用されるプロトコールはアドレス中の多重ユーザーの指示に適合できる。それ故、いくつかのサービスに対して、一つのメッセージが受信装置46により検出されることができ、数人のユーザーで受信されるためにいくつかの送信装置58に直接迅速に転送される。これはある型式の急送(dispatch)およびデータ伝送に対して有用ないわゆる一つから多数の伝送形態である。中継装置はまた容易に反転に適合する。その場合にはいくつかの通信信号が単一の受信装置に転送される。多数から一つへの伝送である。

中継装置12の従来技術に優る別の利点は、回路中に音声アクティビティ検出器を含むことである。この検出器は通信のないときに使用される電力を減少させるために回路により処理される信号のアクティビティを監視する。CDMA通信システムに

トオフされるならば、I<sub>0</sub>は減少し、残りの使用者妨害もまた減少し、それはシステム容量を増加させる。その結果生じたユーザー当りの平均電力の減少は限定された環境の電力で動作する軌道衛星中継装置14に対しては重要である。

通信システム10の会話死時間の約40%の消去は2 1/2 倍システム容量を増加させる。システム容量または通信チャンネルの数のこの増加はFDMAおよびかきもち通信システムでは可能ではない。それは会話の休止期間中使用中またはアクティブなチャンネルをアイドルチャンネルに切替えることは困難であるからである。さらに信号伝送時間により生じる固有の時間遅延は衛星FDMAまたはTDMAシステムでは不可能な通信リンクのアップリンク部分中の使用に対するそのような信号スイッチングの調整をする。

付加的な利点は、もしもアンテナアレイが中継装置12に使用されるときに生じる。好ましい実施例のアンテナアレイは使用者間の分離を増加させる特定のユーザーに向けられた多重方向性ビーム



を形成する。これは第5図に概略的に示されており、フェーズドアレイ中継装置60はフェーズドアレイの固有の性質を使用して方向性を有するビームを生成し、また特定のユーザーまたはユーザー領域に向けられることのできる多量ビームを生成する。モデム64はアンテナ40を除いては前の第3図で示された回路で構成される。この場合にはアンテナは異なった構造であり、いくつかの新しい制御素子を使用する。

前の例では単一のアンテナに転送された信号はこの例ではビーム形成装置62に転送される。中継装置60で使用するビーム形成装置62の数は個々の使用者に対する通信について所望される制御の量と適合されることのできる費用および複雑性に依存する。ビーム形成装置62の数が増加すれば、モデムから各通信リンクに与えられる制御の量が増加する。使用されるビーム形成装置の最大数はモデムの数に対応し、ユーザー通信についての幾度の制御をおこなう。しかしながら、これは大抵の通信の使用には複雑すぎる。

される数は周波数再使用の量に応じており、所望される、実質的な減衰の制御、および許容できる中継装置60の複雑性に依存する。

ビーム形成装置62は電子技術で知られている技術を使用して並列信号の位相を変更し、それらの信号をアンテナ素子66に伝送する。同時に各ビーム形成装置62からの出力はデジタル結合装置70により合算される。これは、各素子に意図される電力の全てが合算されてその素子に転送され、転送は隣接するビーム形成装置を通過して戻るものから分離される。これはビーム形成装置62により同時にアレイにより形成され、指向される多量ビームを可能にする。

さらに、予め選択された領域内の、または割当てられた通信リンクの通信を処理するために機能するように受信装置と送信装置をビーム形成装置に永久的に割当てることにも可能である。割当てられた通信リンクは通信システム10の容量を減少させる傾向があるが、この種のサービスをしばしば必要とし、または要求する緊急サービスのような

各ビーム形成装置は信号をモデム64中の搬送する送信装置からフェーズドアレイ68を構成する一連のアンテナ素子66に転送する。当業者には明白なように、フェーズドアレイアンテナは特定の方向に拾ったビームを形成するために個々のアンテナ素子66により送信される信号の相対的位相の制御によつて機能する。素子66からの信号の送信の相対的位相の制御により特定の方向に拾って進行する単一ビームを形成するように空間的に伝送は合算される。素子の位相の制御は合成れたビームの方向を制御する。

各ビーム形成装置62は特定のビームパターンに従って信号を送信するように設計されている。ビーム形成装置62はモデム64から信号を受けて、アンテナ素子66があるので各単一通信信号から多数の写しの、または並列の信号を生成する。第5図では説明のために3個の素子だけが示されている。通信システム10の好ましい実施例では2次元アレイまたはパターン中に6乃至15の素子を使用するが、これらの数に制限されるものではない。使用

優先的ユーザーがある。

中継装置60のフェーズドアレイはまたある領域の走査、または特定領域またはユーザーを検出する受信パターンを導くために等しく有効である。アレイの走査パターンは特定の領域または方向を監視するために受信装置の割当てにより予め決定されることができる。しかしながら、この発明のアレイは静的割当てに限定されない。アンテナ制御装置72は各ビーム形成装置により使用される方向割当てを変えるビーム形成装置62に信号を与える。このようにして、新しい方向性のビームが生成され、或いは、増加したユーザー容量が必要とされる領域に付加的ビームが向けられる。また、入来信号は最高の強度に対して必要な位相関係によつて検出されることができる。アレイの位相は周期的に走査され、或いは若干調整されてこの情報を出力する。それから同じ位相関係がその使用者に対する戻りの信号に対してアレイ中で使用されることができる。このようにして、改善された通信が受信リンクで得られるみならず、送信リン

クでも得られる。

第2図に示された関係で説明された通信システム10は大きなリンク間通信システムを形成するために一連の地上および人工衛星中継器を使用することができる。第1図に示すように中継装置12は中継装置12aおよび12bに分割され、同様に衛星中継装置も14aおよび14bに分割されることができ。

地上中継装置12aは高使用者密度の都市、都会区域でサービスし、一方地上中継装置12bは大きな区域であるが、もつと低いユーザー密度の都市または小都市をサービスする。軌道または衛星中継装置14aおよび14bは田舎および低いユーザー使用者密度のもつと大きな地理学的領域をサービスする。これはこの発明に対するリソースの好ましい割当てであるけれども、唯一の可能な割当てではない。例えば、衛星中継装置14aまたは14bは中央ベース局を設定するのが経済的に合理的ではないような主要都市のサービスに使用することもできる。これはまた中間の通信サービスリンク

のグラフが示されている。さらに、仮定されたユーザー使用者密度がシステムに対する電力消費の量のアイデアを与えるために描かれている。通信リンクに対して必要な電力が少ないことはシステム中で放射される他のユーザーに対して妨害を生じる電力が少ないことを意味している。中継装置とユーザーアクセスとの間のこの関係は通信システム10に対する容量ならびに電力考察を改善する。

通信システム10は非常にフレキシブルであり、サービスされる区域についての衛星中継装置割当てはサービスに対する現在の市場の要求に合うように変更できる。これはこの発明の別の利点である。

第2図の衛星中継装置14は2つの異なる動作モードで構成できる。第1のモードは直接ユーザーリンクモードであり、それにおいては衛星は直接ユーザーから受信し、ユーザーに送信する。第2のモードは中央ハブモードであり、それにおいてはユーザーとの間の通信は地上に配置されたハ

なしにある大都市のユーザーと田舎のユーザーとの間に直接通信リンクを有することが望まれる場合に利点がある。

通信システム10の別の重要な特徴は地上中継装置の能力、特に高ユーザー密度の大都市区域で衛星中継装置から地方のユーザーを外す能力である。すなわち、ユーザーが地上中継装置範囲内に来たときそれらは優勢的にそれらの中継装置を介してリンクされる。通信システム10はこれが優先的に伝送されることを許容する。所望ならば、ユーザーは地上中継装置が閉じられてさえも軌道中継装置を使用し続けることができる。これは近所の地上中継装置からのフェーディング、多重パスまたは直接妨害によるきびしい信号の劣化がある通信を改善することを可能にする。

地上中継装置への切換えは、ユーザーが中継装置に接近するにしたがつて前述の単純電力対距離の関係による通信リンクに必要な電力が減少することを意味する。これは第8図に示され、ユーザーリンクに対する電力要求対中継装置からの距離

を介して行われる。

直接ユーザーモードでは衛星は第5図の地上中継装置と類似した回路を使用する。相違は特別の型式のアンテナと、通信信号が電話システムのような地上サービスと直接インターフェイスしないことである。もしも衛星が第5図の回路を使用するならば、進歩したVLSIおよびハイブリッド回路技術が使用されて回路の大きさおよび電力消費を減少させるであろう。

衛星中継装置14は地上中継装置で使用されているのと同じ基本回路を使用できるが、衛星ではできるだけ少ない回路を使用することが望ましい。衛星はできるだけ受動素子で構成してできるだけ使用電力を少なくすることが好ましい。それ故、衛星中継装置14として好ましい実施例は、通信が通過し処理されるハブまたは制御センター16を利用する。これは衛星中の電力消費を減少させ、地上の個々の通信リンクに対して必要な受信装置および送信装置のバンクを維持することによりシステムの信頼性を大きくする。

これは第7図に詳細に示される。第7図で、ハブ16は第5図に示された中継装置80中に認められる受信装置および送信装置と基本的に同じ装置を使用する。前述のようにスプレッドスペクトラム受信装置および送信装置は、第5図に示されたようなグループにされた方法であるためにスプレッドスペクトラム(SS)モデムバンク74として示されている。モデムの各バンクは一方では電話システムまたは光ファイバケーブルのような地上通信リンクに対するインターフェイス50に接続されている。第7図には音声およびデータエンコーダおよびデコーダは示されていないが、それらはモデムバンク74のモデムに関連して使用される。

モデムバンク74は第5図に認められる方向性または方向変化可能な多重ビームを形成するために必要な信号を発生するように作用するビーム形成装置76に接続されている。しかしながら、ビーム形成装置76の出力は電力結合装置またはアンテナ素子ではなく周波数アップコンバータ78のアレイに接続されている。本質的に各衛星アンテナ素子

はハブビーム形成装置とアンテナアレイとの間にそれ自身のチャンネルを設けられている。偏波再使用が使用されるとき、水平および垂直アレイ素子はビーム形成装置に対して別々のチャンネルを設けられ、そのため右および左円偏波ビームが形成できる。

アップコンバータ78により与えられた信号はKuバンドアンテナ80を通過して衛星中継装置14上に設けられた関係するKuバンドアンテナ82に伝達される。この衛星中継装置14とハブ16との間のKuバンドリンクはLバンドリンクに比較していくつもの利点を有する。14GHzの程度のKuバンド周波数は通信システム10の残りのスペクトル割当てを妨害しない。これはこれらのリンク中のシステムに対して電力要求の一部を消費しないことによつてシステム容量を維持することを助ける。このKuバンドリンクの別の利点はアップコンバータがFM変調技術を使用することである。これは衛星まで長い距離を通過する信号の位相制御を改善し、衛星中継装置中で要求される必要な制御、

信号処理および複雑性を減少させ、高品質多重周波通信リンクを維持することを可能にする。

しかしながら、シングルサイドバンドAM変調は構成が容易であり、それにおいては衛星のリソースを共用する2以上のハブ16がある。2組のハブが同時に衛星と通信するとき、AM信号はシステム中で調整することがより容易である。

衛星中継装置14では、受信されたKuバンド信号は検出され、Kuバンドトランシーバ84によりによりダウンコンバートされる。信号はそれからLバンド送信装置86に転送され、そこでそれらは制御された電力レベルまで増幅され、デュプレクサ90を通過してアンテナ素子92に送られる。

地上中継装置12の場合のように、アンテナ素子92は2次元フェーズドアレイ94を形成し、それは通信システム10に対する多重方向性ビームを与える。当業者には好ましい12乃至15素子のアレイによる軌道から地上への直接放射は実用的ではないことは明白である。解決方法は反射器96を使用して面の表面の集中されたビームの所望のパターン

を生成することである。

衛星中継装置上で単一アンテナ或いは多重アンテナですらも使用し、機能的な中継装置を有することは可能である。しかしながら、好ましいアンテナ構造は上述のように容量、地域的制御、特別の利用者サービス等について従来の通信システムにまさる多くの利点を与える。アレイ94により形成される多重方向性ビームは特定の領域またはユーザーのクラスに指向されることができ、地上中継装置の場合のように、方向性ビームの方向はハブ16により制御されることができ、新しい領域(大きさまたは一)に衛星のカバー範囲を再割当てする。

ユーザーから衛星中継装置14に送られる通信信号は、アレイの同調に関して適当な位相関係にあるようにされているアレイ94により検出される。受信された信号はデュプレクサ90を通過してLバンド受信装置88に転送される。信号はKuバンド受信装置84に送られ、そこでアップコンバートされてハブ16に送られる。各受信装置88は通信システ

ム10に割当てられたスペクトラムの全帯域幅を受信できるように構成されている。しかしながら、特別の場合にはいくつかの受信装置88は帯域の特定の部分に限定されて、選択された領域の限定されたカバレッジを行ない、または特別の割当てられたサービスを受け、又は拒否するようにすることもできる。

ハブ16はまた“空”の通信信号による電力の消費を減少させ、容量を増加させるために前述の音声アクチビティ回路を使用する。これはまた明らかに衛星中継装置により消費される無用の電力を減少させ、衛星の電力の有効な利用を増加させる。システム容量は地上中継装置12中のアクチビティ検出および電力制御について前に論じた効果により増加される。

ハブ16の別の特徴は通信システム10が改善された通信および軌道衛星の再使用を達成するように新しい有利な形態で多数の衛星中継装置を使用できるようにすることである。さらに、これはユーザーターミナルの複雑性を増加させることなくま

り相対位相変化を有する。2種のビームはビームが構成的に加算される高電力密度と、破壊的に加算される低い電力密度とを有する地理学的ターゲット領域を横切る干渉パターンを生じる。この効果は第8図に2個の衛星通信リンクの構成的加算に対して正規化した値1を使用して示されている。もしもユーザーが同位相の、高い電力密度部分に位置しているならば、ユーザーにより認識された信号は平均で受信位置で利得を受けない他のユーザー干渉より実効的に3 dB高い。この改善された信号対妨害比利得は通信システム10に対する付加的分離境界に付加されて全体の容量を増加させる。

説明を明確にするために、この発明の教えるところをこのモードにおける2個の衛星の動作を利用して説明する。しかしながら、対かの衛星を使用して追加の利得を得るように使用することもでき、3個の衛星に対しては4.8 dB、4個の衛星に対しては6 dB等となる。

干渉パターンの高密度部分に使用者を置くため

た別の型式のターミナルを必要とすることなく行われる。

通常の再使用では、ハブ16は衛星中継装置14a、14bを同時に特定の位置に多重方向性ビーム向けることによつて異なる地理学的領域をカバーするようにする。この方法で、衛星は“再使用”され、それにおいてアンテナ構造により与えられる分離のために妨害に関係なく同じに適合できる。

軌道再使用はユーザーターミナルが無指向性アンテナを使用する場合でさえも通信システム10中で行われる。従来のシステムと異なって、固定された方向性アンテナは必要ない。それは通信システム10は2以上の衛星を新しい一致送信形態で使用し、それは非常に巨大な干渉計として考えることができるからである。これはスプレッドスペクトラム変調と関連する2個の衛星により与えられる境界分離により可能にされる。

この動作モードでは、各衛星は共に同じユーザーに送ろうとする適当な通信信号を地上へ送る。無線波は2個の衛星とユーザーとの間経路差によ

に、2個の独立したアンテナビームがユーザーの方向に向けられる。ユーザーはそれらの信号の位相および時間遅延を調整することによつてアンテナ干渉パターンの高密度部分に同調される。この同じ技術は通信のアップリンク側およびダウンリンク側に対して使用できる。経路ダイバーシティもまた多重経路およびフェーディング効果に対向する事項において付加的な利点を与える。

上記動作モードを行なうためのハブ16回路は第9図に示されている。第9図においてモデムまたは送信装置100は同時に2つのビーム形成装置102および104に通信信号を与える。しかしながら、遅延装置106と108がそれぞれビーム形成装置102および104に対する伝送リンク中に挿入されている。ビーム形成装置は前述のように動作する。説明のためにただ2つのビーム形成装置しか示されていないが、ハブ16は前述のように多数のビーム形成装置を使用できることが理解できよう。

相対的遅延が重要であるから、遅延装置の一方は固定遅延を与えることができ、他方は可変遅延

延を与えることができる。その代わりに、両方の遅延装置106と108を可変遅延を与えるものにもできる。遅延装置106, 108は送信された衛星信号間の相対遅延時間を設定する。位相調整装置110もまた通信リンク中に、この例ではビーム形成装置104の通信リンク中に相対位相を調整するために配置される。

ビーム形成装置102および104からの信号は前述のように両波数コンバータを通して衛星に送信される。各ビーム形成装置102, 104からの信号はユーザーに与えられる異なる衛星に送信され、所望の干渉パターンを生じる。

各システム10のユーザーからのアップリンク通信信号として、ビーム形成装置112および114が分離復調装置用の受信エレメントまたは受信装置116および118として動作する。入ってくる通信信号は、それらがデジタル通信信号に集束(デスプレッド)される復調装置に送信される。信号をコヒーレントに結合するために、コヒーレントコンバイナ120が復調装置116および118の出力に

結合される。遅延装置122および124は、相対位相および信号のタイミングが一致するように調整するためにコンバイナ120と復調装置116, 118との間に設置される。一度信号がコヒーレントに結合されて1つのデジタル通信信号になると、情報は、さらに処理を行なう適切な復号回路に送信される。

位相および所定のユーザー用の時間遅延に対する制御は、ハブ16により受信される信号の品質および強度によって決まる。この情報は、復調装置116および118から引出され、可変遅延装置106, 122, 124、および位相制御装置110に供給される。

ハブ16は四人工衛星からの通信を同時に監視することができる。この場合ユーザーと人工衛星との間の各通信リンクは、分離レシーバ、デコーダ等を割当てられている分離されたリンクとして取り扱われる。ハブ16は相対位相および2つの信号間の時間遅延差を決定する。この情報は信号に遅延を与え、個々に検知され復号された信号が互いにコヒーレントまたは同位相にされ、信号出力を

生成するためにコヒーレントに合算される。この過程により、約3dBの利得が付加される。他のユーザーからの妨害は、平均0dBの利得を生成しながらコヒーレントではなく合算される。

その代わりに、ハブ16は、1つ以上のリンクが使用中であることを決める通信リンクにおいてユーザー割当てのプロトコルを順次使用する。それからハブは各リンクの電力または品質を比較する。最もエラーの少なく、高い電力信号を供給するリンクが維持され、他の通信リンクはハブ処理制御によって終了される。終了されたリンクは受信装置、送信装置、および新規のユーザーに再度指定される操作可能なビームを有する。この技術によりバスの干渉およびフェーディングを考慮して付加的な装置のない最良の通信バスが選択される。

通信リンクの割当てを監視および制御するための地上に設けた中継装置を具備した中央制御設備を使用することによって同様のマルチバス機能を実現することが技術者によって理解されるのである

う。これは最良のバスおよび通常の基地上の通信バスの性質を変え得る地勢、建造物および樹木等の障害物のある環境において有効である。

通信システム10で使用される通信信号は、前に示された個々のユーザーターミナル20, 22, 24または26の間において中継装置12または14によって送信される。このようなターミナルは、地上に設けられた通信システムもしくは別のマルチユーザーシステムとの順々の結合が可能である。システム10で使用される典型的なユーザーターミナル回路は、第10図に示されている。

第9図のユーザーターミナル130は、デュプレクサ144を介してスプレッドスペクトラム受信装置146または送信装置166との間で伝送される通信信号を受信し、送信するためにアンテナ132を使用する。これらのエレメントは第2図乃至第7図の中継装置12または14の回路に関して前に示したエレメントと同様に機能する。

各システム10により使用されるアンテナは、所望されるサービスのタイプにより変化する。可動

(自動車) ユーザー用よりも固定ユーザー用として使用されるアンテナの方が大型にできる。この場合小型から中型のディッシュタイプのアンテナは、1つの人工衛星との通信を独立させ、ハブが行なうこの決定または割当てをなくするように使用される。しかしながら通信システム10は、まったくの可動もしくは中規模(直径2乃至4フット)のディッシュタイプのアンテナでさえ使用不可能の非常に多数のユーザーに供給することを意図されている。

この後者のために、小型の無方向性アンテナが考えられる。この装置における無指向性とは、水平方向において無指向性であることを意味する。人工衛星中継装置に対して、約30度の仰角での5dB異方性のオーダーの僅かな利得があるため、アンテナはそのエネルギーを指向し、仰角位置からエネルギーを選択的に受け取る。このことは、閉回路セルまたは関連のない人工衛星システムでそうである場合にエネルギー源からの水平レベルでの妨害を減少するものである。試験的なアンテ

ーによって発生される妨害である。複数のユーザーが別の偏波で動作すると、それらが生成する自己雑音量は偏波分離により減じられる。

送信装置の放射パターンが好ましく円偏波されると、受信アンテナパターンの軸比が、所望されない偏波から受信される妨害量を決定する。軸比は信号パワーのユニットに現れるアンテナ受信パターンの主軸に対する短軸の割合として定義される。第12図は、ARの軸比を有する典型的なパターンである。

dB中に示された楕円率(EL)は式による軸比と関連している。

$$EL = -10 \log_{10} (AR) \dots (4)$$

この式から、軸比および楕円率の関数として通信システム10の機能の向上が計算される。所望する偏波の電圧が $1/\sqrt{AR}$ として限定されるとき、所望しない偏波の電圧は $1 - 1/\sqrt{AR}$ となる。

システム容量の増加は、偏波再使用がないときの楕円率ユーザー数に対する両偏波におけるユーザーの割合である。システム10のよりよい界におい

た構造は“ドルービィダイポール”であり、第11図に示されている。地上中継装置用として最適化されたアンテナは、より多くの利得をより小さい仰角で有することが好ましい。

第11図のアンテナ132は、支持マスト142から放射状に延長している4つのダイポールアーム134, 136, 138 および140を使用する。ダイポールアームは支持ポストの周囲に90度毎に下向きに設置されている。アンテナエレメントの正確なディメンションは、ウインドドラッグ等を条件とした可動アンテナ用に構造的に配慮され、送信される周波数により決定される。このタイプのアンテナは、通信技術において既に知られており、また適切なディメンションの選択方法はこの分野の技術者に容易に明らかであろう。

アンテナ112の信号排除を改善し、それによって通信システム10の機能を向上するために、アンテナは偏波選択モードで動作されることが好ましい。前に論じられたように、通信システム10の機能の制限要因は、自己雑音または“他の”ユーザ

で再使用する偏波を有するターミナルにより認められる自己雑音は、システムの容量的限界で再使用する偏波を持たない自己雑音と等しいので、以下の等式は軸比ARの関数として容量増加分Kに対して書かれ、解かれるものである。

$$1 = \frac{K}{2} + \frac{K}{2} \left( \frac{1 - \sqrt{AR}}{1 + \sqrt{AR}} \right) \dots (5)$$

$$K = \frac{1 + 2\sqrt{AR} + AR}{1 + \sqrt{AR}} \dots (6)$$

$$K = 1 + \sqrt{AR} \dots (7)$$

偏波再使用に対する容量の増加は、 $K - 1$ または $\sqrt{AR}$ である。第12図はdBにおける $K - 1$ 対楕円率のプロットである。第14図のテーブルIは軸比、容量増加および0から20dBまでの楕円率に対する偏波分離を記載している。

可動ユーザーおよびそれが設置される乗物の既知の配置、および仰角にある指向性を有する必要性があるために、6乃至10dBより良好な楕円率を得ることは非常に難しい。これは9.6乃至5.7dBの偏波分離を提供する。これは、FDMアナログまたはデジタルシステムに使用できるほど十分なものではない。しかしながらスプレッ

ドスペクトラム処理利得のために、偏波分離が極めて小さく、または他の通信システムにより使用できないものであっても偏波再使用はシステム10の容量を増加するように使用される。CDMAと偏波再使用とのこの結合は、50乃至80パーセントのオーダーで通信システム10の容量を効果的に増加できる。

円偏波されたアンテナは、信号のフアラディ回転を伴う問題に対抗するためのLバンドまたは低周波数での可動システムにおいて好ましいものである。それ故本発明の円偏波技術は、本発明の通信システムの可動ユーザーターミナルに皆く適するものである。

アンテナ132が偏波選択モードにおいて動作されるとき、中継装置アンテナ構造は相補的処理動作を行わなくてはならない。それ故中継装置12または14は、アンテナ動作と関連した付加的な制御回路を有し、送信され受信された信号の偏波を制御する。

前に論じられたように、フェーズドアレイアン

テナは水平および垂直ビームアレイエレメント用の分離ビーム形成チャネルを使用して、左右円偏波ビームが送信または受信される。

通信信号によって使用される適切なビーム形成装置の間で選択するための偏波制御信号、および偏波モードは特定のユーザーを指定する通信信号プロトコルに従って発生される。ユーザーハブモードは、ターミナル装置の時間で、もしくは任意の制御回路によって決定される。

アンテナ132上に受信された通信信号は、デジタル通信信号を生じるためにそれらが復調され、集束されるスプレッドスペクトラム受信装置146へ送信される。このデジタル通信信号は、信号をデジタル音声信号またはデジタルデータ信号に分離する音声/データマルチプレクサ148を介して伝送される。

デジタル音声信号は、デジタル化されたアナログ信号が既知の技術を使用してアナログ形状に変換されるデータ・音声デコーダ150へ順次送信される。一般的には音声信号であるデコーダ150の

アナログ出力は、インターフェイス152を通過して次の種々の回路に送られる。インターフェイス152の構造形態は、特定のユーザーまたはユーザーターミナルによって必要とされる装置により決定する。典型的な可動ユーザーターミナルにおいて、アナログ信号は前増幅器、増幅器、および高品質のオーディブル出力をシステムユーザーに発生するための別の利得回路により処理される。このような回路は、ポータブルラジオまたは電話機に提供されるようなアナログ回路デザインの既知の原理により組立てられ、既知の技術はここにおいて示されていない。

固定ユーザーターミナルは、別の通信システムと相互に結合され、そのために電話システム、光学ケーブルシステムまたは他の装置との結合用のインターフェイス回路を必要とする。

デジタルデータは、コンピュータまたは他のデジタル装置用の変復調装置または他のインターフェイス装置に結合されるデータライン154上のユーザーターミナルから送信される。デジタルデータ

信号を処理するためのコンピュータまたは他のデジタル装置を相互にインターフェイスする回路は、エレクトロニクス技術において知られており、ここでは示されていない。

出て行く音声またはアナログ信号は、インターフェイス152を介して受信され、デジタル化されたアナログ信号を発生する音声・データエンコーダ156へ送信される。このデジタル化された信号は、それから音声/データマルチプレクサ158へ送信される。マルチプレクサ158はデジタル化されたアナログ信号およびデジタルデータ信号を多重化し、デジタル通信信号を形成する。多重化という言葉は、ほとんどのユーザーターミナルが音声（アナログ）またはデータのいずれかを一度に処理することができ、両方同時に処理することはできないという誤解を招くものである。もっとも、この能力はシステム内に組込まれている。この能力の必要性は受信ユーザーの能力により決められる。

マルチプレクサ158の出力は、送信装置166の



ための入力を形成する。デジタルデータはデータバスライン160でユーザーターミナルに送られる。

音声・データまたはデータ・音声エンコーダは音声コーデック182としてこの技術分野で呼ばれている単一エレメントと置換され得る。

デマンドアサイメントマルチプルアクセス(DAMA)モジュール164は、中央制御装置と共に動作し、監視、エア時間、アクティビティ、アカウント数、およびプロトコール等によってシステム10をアクセスする能力を決定する。データバス168のようなデータバスは、このモジュールをインターフェイス182で互いに結合し、データバス170, 172, 174 および178のような付加的データバスは、DAMAモジュールを音声/データマルチプレクス装置148 およびデマルチプレクス装置158、受信装置146 および送信装置166へそれぞれ結合する。

通信システム10は、実際のアクティビティレベルと無関係にパワーを特定のユーザーへ配分する。このことは、長い休止または非常に低いデータビ

ット速度のために高いパーセンテージの電力が“エンパティ”信号を送信および受信することに費やされることを示す。システムにおいて利用可能な総エネルギーが容量を限定し、各ユーザーが別のユーザーに対して妨害を生成する仕方における性質等のために、このエネルギーはまた容量を浪費する。

それ故各ユーザーターミナル130は、ターミナルユーザーのデータまたは音声アクティビティレベルを検出するための1つ以上のアクティビティ検知装置またはモニターを有する。すなわち入力信号のアクティビティレベルは、“アクティブ”入力信号状態を限定するために使用される予め定められた最少のしきい値レベルと比較される。このしきい値より下方の入力信号は、アクティビティを全く示さず、しきい値より上の入力信号はアクティビティを示すものである。前に示したように、送信パワーはアクティビティにおける変化に対応して調節される。この方法において中継装置は、時々のパーストを除く低いアクティビティまたは

アクティビティなしの期間中信号を全く認めず、付加的なユーザーに供給することができる。

ユーザーターミナル130は中継装置12または14と同様の用語で記述された。ユーザーターミナルはスプレッドスペクトル受信装置および送信装置をデジタルデータ信号へおよびデジタルデータ信号から通信信号を処理するため利用する。スプレッドスペクトル受信装置および送信装置は、それらが高品質、高容量通信を達成するため境界分離を用いる処理利得および能力を次に提供する拡張および非拡張機能を与えるような通信システム10の中心である。

これらの成果を達成するため、本発明のスプレッドスペクトル受信装置は入力通信信号をデスプレッドし、デジタル信号を生成するための特定の復調回路を用いる。第10図で示されるようなスプレッドスペクトル受信装置146において用いられた復調回路は第15図で更に詳細に説明される。

第15図では、本発明の原理に従って構成された復調器200が概略的に示されている。復調器200

はダウンコンバータ190によって入力通信信号の周波数をこの技術において知られている技術または装置を用いて処理するためのより低い中間周波数へ変えるため処理される。この周波数は特定の適用の範囲によって決定されるけれども、例示されるはしないが、約70MHzのようなIF信号周波数が一般にし帯域中の通信信号のため用いられる。中継装置12または14からの入力RF周波数信号202は、利得制御素子204へ供給される入力IF周波数信号を供給するためダウンコンバータ190によって処理される。

利得制御204は処理において劣化される傾向のある受信された信号中のフェーディングおよびその他のエネルギー変化を補償する。利得制御素子204は入力信号に可変利得制御機能を与え、エレクトロニクス技術の当業者によって知られているような電気的に制御された利得装置であり得る。利得制御素子204によって与えられた利得を自動的に制御することの目的のため、利得制御信号206は更に以下に記述されるような復調装置200



の次の部分によって生成される。

この利得制御機能はリミターなしに復調器220が動作することを許容し、以下に記述されるようなアナログ-デジタルコンバータへ十分な符号幅を与える。これは変換処理以前の処理の間の情報の損失を防ぐ。また利得制御素子204は、アナログ-デジタルコンバータが変換状態で更に有効となることを許容し、アナログ-デジタル変換処理中のビットの最大限の使用を為す予め決められたレベルへ入力信号を標準化する。これは、用いられた送信信号が一般に限定された電力であり、受信装置はシステムが多数のユーザーを取扱うとき低いエネルギー信号レベルを補償することを要求されるので、本発明の目的にとって特に有効である。

利得制御素子204の出力は、IF周波数入力信号がより低い周波数アナログ通信信号を生じるため予め決められた搬送波周波数と混合されるようなRFミキサ208へ接続される。復調周波数は、搬送波入力調整信号212によって、VCOの場合

位相シフト分離器220によって同相(I)成分と直角位相成分(Q)へ分離される。分離器220は更に、当業者にとって明らかであるような分離器および位相シフターの結合から構成することもできる。IおよびQ信号はまたこの技術において各々0度および90度成分と呼ばれる。

IおよびQ信号はそれから各々アナログ-デジタル(A/D)コンバータ222と224を分けるため送信される。即ち、分離器220からのIまたは0度成分は入力を第1のA/Dコンバータ装置222へ供給し、I成分の位相から90度ずれているQ成分はA/Dコンバータ装置224のために入力を供給する。この形態は、アナログ-デジタル変換処理を2つの成分へ分けることによってデジタル信号処理段階のための改良された精度度と同じくアナログ信号のデジタル形態へのより効果的な変換を提供するため用いられる。

本発明の好ましい実施例では、各A/D装置222および224は4ビットのコンバータを具備する。つまり、各A/D装置はアナログ信号216の

のように電気的に制御され得る周波数シンセサイザ210によって供給される。それ故、より低い周波数入力信号を供給するため、シンセサイザ210は必要とされるミキサ周波数を供給する。しかしながら、搬送波が通信システム10によって追跡され、搬送波周波数中の調整がフェーディングやドップラシフティングなどによってもたらされるとき、復調器はまた補償するためシンセサイザ210出力を変えることができる。これは搬送波入力周波数調整信号212の値を変えることによって達成される。以下に示されるように、復調器のその他の部分は自動的にこの機能を与える。

アナログ通信信号であるRFミキサ208の出力はダウンコンバージョン処理から与えられるバンド周波数成分から所望されないミキサ生成物を除去するためバンドパスフィルタを通される。合成信号216は割当てられたスペクトル帯域幅上に広がる狭帯域情報信号を表わす中間周波数アナログ信号である。

まだベースバンドのとき、信号216はそれから

所定の部分を4ビットの精度を有するデジタル信号に変換する。IおよびQ成分は4ビットのデジタル情報にそれぞれ変換され、一時的に直列であるために、通信リンクは変換時間につき8ビットの有効情報を使用する。アナログ-デジタル変換は、高速の4ビットのA/Dコンバータが当技術分野で改良されているために4ビットの増分に分割され、より効果的変換を行なう。しかしながら、本発明は、4ビットの増分の動作を必要とせず、所望であれば他のA/Dコンバータを使用することができる。

A/D変換工程は、他の機能のための共通の同相クロック源を必要とする当業者には明らかなような復調器200で使用される適切なタイミング信号を供給するシステムクロック228によって予め定めた速度でクロックされる。クロック源228は多数の既知の周波数源または周波数合成装置210と同じ合成装置を具備する。システムクロックは、クロック速度が“チップ”周波数の2倍であるように周波数駆動装置を設けなければならない。

VCOの場合のように、信号リンクの変化を許容し信号がロックされるように周波数周波数を調節できる。このため、周波数調節入力信号は以下で説明される図228から供給される。

2つのA/D装置222と224の出力は復調器200の回路の他の部分と直列の4つのデータビットの0度および90度を伝送する共通出力バス230に接続される。データバス230のデジタル通信信号は第1の四相回転子242に対する入力であり、パイロットチップシーケンス発生器240から供給されるパイロットチップシーケンスに結合される。生じた信号は第1の合計手段280に伝送され、IおよびQ成分はコヒーレントであるときに時間に渡って合計される。

伝送された信号には、パイロットチップシーケンスとして規定される位相のコヒーレントなチップ周用式チップシーケンスが挿入される。この予め規定され発生したチップシーケンスは位相および時間捕捉とトラッキング、および多重路訂正を行なう新規方法である。

の遅い相関パワーをローカル基準パイロットシーケンスとの受信信号の早い相関パワーを減算することによって作用する。時間トラッキングエラーがない場合、この差信号はゼロである。ローカル基準信号が正しいタイミングを導くような時間エラーがある場合、次いで負の差信号が発生する。逆に、ローカル基準が正しいタイミングを選らせると、次いで正の差エラー信号が発生する。エラー信号はチップ時間トラッキンググループ276のタイミングを訂正するのに使用される。

早い相関はバス230のIおよびQ信号をパイロットチップシーケンスと相関にすることによってコレレータ242で発生する。結果は積分器260で積分され、パワーは回路270によって決定される。遅い相関はバス238の2倍に遅延された信号をパイロットチップシーケンス発生器240の出力と相関にすることによってコレレータ248で発生する。この信号は、積分器264によって積分され、パワーは回路274によって決定される。回路270と274の出力はチップ時間トラッキンググループ276

従来のシステムでは、信号音の形態の符号が使用される。信号音は入力データに於て符号化され、受信装置に伝送された。各使用者は異なる信号音を必要とした。受信装置では、復号工程は一連のフィルタまたは他の素子を使用して検出される信号音を再生する。次いで所望の信号音、位相、または周波数の変化をそれによって調節した。原理において、この技術は周波数トラッキングと復調器の復号段を同調させる基準信号を供給する。しかしながら、信号の符号化および復号および次いで逐次的活動検出はゆっくりであり、かなり不正確である。チップシーケンスおよび/または伝送された検出および復号におけるエラーによって復号された信号音にエラーが生じ、この技術による搬送波およびチップ合成トラッキングの正確な補償または調節能力を低下させる。

第15図の受信装置は“遅延ロック”検出器として当技術分野で既知の時間トラッキングエラー検出器を使用することが好ましい。この検出器はローカル基準パイロットシーケンスとの受信信号

で異なる。

遅延素子232と238は早い相関と遅い相関の時間差の量を決定する。他の値が好ましい場合もあるが、これら遅延はチップ期間の1/2に等しい値に設定される。

搬送波トラッキンググループは遅延素子232の出力をパイロットチップシーケンス発生器240と相関にするオンタイムコレレータ244の出力で動作する。コレレータの出力は積分器262で積分され、入力を搬送波トラッキンググループ280に供給する。

別の実施例は、2つの1/2チップ時間遅延素子のパイロットチップシーケンス発生器240の出力を遅延させ次いでバス230の信号と相関させることによってパイロットシーケンスとの受信信号の早い、遅い、およびオンタイムの相関を与える。

コレレータ手段252、242、244、および248はパイロットチップシーケンス入力ビットによって決定した0、90、180、または270度だけ入力信号の位相を回転させるように動作する四相回転子素子よりなる。この機能を行なう回路は

通信技術に挑むものには容易に理解される。

積分手段260、262、および264は短いパイロットチップシーケンスの長さに等しい間隔に亘ってサンプルを合計することによって各コレレータの出力を積分する。積分器262はデータシンボル時間に等しい間隔に亘ってユニットチップシーケンスコレレータ252の出力を積分する。各コレレータからのIおよびQ信号出力は別々の積分器で合計される。

信号のパワーは回路264、270、および274によって決定される。積分器のIおよびQ出力をそれぞれ二乗し次いで合計して信号のパワーを測定する。積分器264は受信装置の利得を設定するのに使用されるパス234の広帯域雑音パワーを測定し、積分器274と270はパイロットチップシーケンスの早いおよび遅い相関パワーを測定する。

信号278は前述のように周波数合成装置228に結合され、合成装置228で発生した周波数を変更させるように動作する。これは、VCOとして動作する合成装置228の入力で信号278の予め定め

た電圧レベルを与えるというような当業者には理解される多数の方法で行われる。通信信号が遅いと、次いでトラッキングループ276は合成装置228によって周波数出力を減少させる信号278に対する低い圧力レベルを与える。他方、通信信号が早いと、次いで信号278の電圧レベルは増加し、合成装置228の出力周波数は増加する。

合成装置228に対する出力周波数の変更はシステムクロック発生素子226によって供給されたタイミングを増加または減少させ、前記システムクロック発生素子226は次にA/Dコンバータ22と224がアナログデータをデジタル信号チップパターンに変換する速度を変更させる。

それ故、システムが入来する通信信号を受信しパイロットチップシーケンスを受信すると、前記回路の部分はパイロットチップシーケンスの伝送およびこのタイミングの変化を計算するアナログ-デジタル速度の調節に関する使用者端末の相関タイミングの検出を可能にする。さらに、この回路は正しい搬送波周波数にロックするためにも使

用される。

“オンタイム”、遅延信号に対して、コピーレントな合計手段262の出力を搬送波トラッキングループ280に接続することによって、搬送波周波数が得られ、トラックされる。オンタイム信号に対する合計値が減少すると、ローカル搬送波周波数は減少しなければならないと仮定される。オンタイム信号の合計値が増加すると、ローカル搬送波周波数は増加する。これら変化を行なうために、トラッキングループの出力は前記周波数合成装置210に対する入力である信号212として与えられる。これはIF復調に使用される周波数を変化させ、復調器200は入来する搬送波をトラックすることができる。

これに対して説明されたことは、入来する通信信号がデジタル形態に変換され予め定めたパイロットチップシーケンスに比較される復調器の初期動作機能である。これは正しい搬送波周波数の決定およびサンプルクロック278の調節を可能にしチップ速度で適切な合成が得られる。

一度トラッキングが入来する信号に適切にロックされると、実際のデータの復号または復調が生じ通信リンクに沿って使用者端末に通信信号で伝送される情報を与える。

実際のデータまたは音声スプレッドスペクトラム復号は、限定はされないが、Viterbiアルゴリズム復号器290のような回帰復号器に対してデータバス234の遅延素子232によって供給されたオンタイム信号を送ることによって行われる。しかしながら、IおよびQ成分は合計手段262を使用してまず合計される。ハブ16で使用する復調器は位相訂正フィルタを使用してハブの変換および信号処理段階の間に適切な回帰復号処理によって情報が残ることを仮定することができる。

復調器200はCDMAスプレッドスペクトラム信号を復調し入力信号を符号化しまたはスプレッドしまた通信信号をデスプレッドするのに使用される単一チップシーケンスを発生させなければならない。それ故、A/Dコンバータによって供給されバス234への遅延素子232を介する入来する

オンタイム信号はユニットチップシーケンスで4相回転子252で混合され正しい使用者端末に対応するそのチップシーケンスにのみ信号を発生させる。

情報 は予め定めた復号速度で回転復号器200によって復号され、介在したエラー検出ビットを取除き、ボコーダおよび、前置増幅器、増幅器、および使用者が使用するスピーカシステムのような適切な他のアナログ回路に伝送される。この点で、信号292はさらに追加の復調および当技術分野では既知のデジタルからアナログ出力への変換を行なうために処理される。

利得制御204と自動的に調節するために、二乗および合計手段284はデータバス234から同相および直角位相信号を受信し、相関エネルギーまたは信号のパワーレベルを示す復号を供給するために処理される。同相および直角位相信号は初期の捕捉およびトラッキングの間に大きく変化しサインを変化させることができるため、まず二乗し次いで合計して取消しを阻止する。この動作の結果

は自動利得制御ループフィルタ286に伝送され、制御信号208が発生し受信された通信信号に対する相関信号力の減少または増加による変化可能な利得制御204によって供給された利得を増加または減少させる。

復調器200は通信システム10の好ましい実施例で使用される基本的復調器を表わす。しかしながら、リピータまたはハブの通信信号の復調はパイロットトラッキング回路を使用しないことが当技術分野では明らかである。さらに、リピータまたはハブ回路は狭い帯域フィルタおよびタイミングループを使用する。

第15図の復調器は受信したスプレッドスペクトラム通信システムからの狭帯域通信信号を供給する。通信リンクの期間伝送には、使用者端末20、22、24、26、リピータ12、14、またはハブ16のトランスミッタに変調器が必要である。

第10図に示される使用者端末130のトランスミッタ166では、伝送のためのスプレッドスペクトラムCDMA通信信号を発生させるために変調

器300がある。変調回路および方法は前記データまたは音声であり得る入力情報を符号化し変調するために設けられる。

本発明の原理によって構成された変調器回路は第16図に示される。第16図では、変調器300は入来する情報信号302を受信し、それらを回転復号器304に入力する。情報信号302はデジタル符号器に対する音声によって処理され、ここでは音声コデック162として示され、またはデジタルデータとして多重化される。信号302は予め増幅され、フィルタされまたは使用者端末に生じる信号を処理され、および伝送の前に通信の典型的アナログ処理によって処理される。

本発明は、最も新しい音声符号化技術を使用して通信の質を改良し帯域幅を可減少させる。これは信号がスプレッドであり、システム10の能力を改良する時に減少した全体的パワーに変換する。

このために、本発明の実施例で使用されるように意図された現在の符号化構造には予測符号化(LPC)および連続変換傾斜三角接続

(CVSD)変調があるを含む。これら技術は大きな利点となる4、8乃至16、0 kbp (キロービット/秒)のオーダーのデータ速度を使用できる。現在の集積回路は小さいパッケージの高速符号化機能または自動車使用者端末に必要なような空間を提供する。これはまた高速デジタルデータ符号化を扱う。高いスプレッドスペクトラムチップ周波数は56、32、16、9、6、4、8、2、4 kbpのような共通のデータ速度の倍数を扱い、75 bpに落ち、最も所望のデータ速度をアドレスする。

将来は、全体的通信システムを変更することなく所望であれば、他のタイプのまたはゆっくりとした速度の符号器/復号器を使用して通信システム10を変化させることができる。

デジタル符号化の後、情報信号は回転符号器304に伝送される。回転符号器は入力信号と、エラーを獲得しまたは監視し正しいものを供給する追加のビットを形成する実際のデータビットを介在させるものとして当業者には理解される。本発

明はデータ速度によって制限されないため、 $1/4$ 乃至 $1/2$ 以上の多種の符号速度が可能である。

回転符号器304の出力は四相回転子ミキサ306のスプレッドするチップシーケンスと混合されるデジタル符号化情報信号である。

チップシーケンスは使用者端末130に割当てられたチップシーケンスを発生させまたは記憶するチップシーケンス発生器308によって与えられる。使用者端末チップシーケンスの割当ては前述のように行われ、ここでは繰返されない。しかしながら、伝送された通信信号にも該端末に加えて受容体の識別が必要である。これは当技術分野では既知の通信プロトコルを使用することによって行われる。

多くの通信システムでは、伝送使用者は、受容体電話、無線電話、使用者端末、または開始通信信号の部分としての他のユニークな識別番号を表わすデジタル符号を送る。この番号は、通信信号が受信装置のアドレスおよび初期通信リンクの要

求を含むことを示す附随の制御符号を有する特定のパターンのデータビットで符号化される。本発明と比較できる多数のプロトコルおよびリンク初期化符号構成が当技術分野で理解され、それらを提供するために使用される追加の回路は第16図には示される。

ミキサ306の動作によって発生した広帯域スプレッド情報信号はRFミキサ312に伝送され、伝送される通信信号を発生させる搬送波周波数と混合される。搬送波周波数は周波数合成装置350によって供給されるまたは発生する。使用される特定の周波数は通信システム10のスペクトル割当て、および特定の使用者に対する特別なスペクトル割当てによって予め決定される。

これは、受信装置148の復調器200によって検出された搬送波周波数の明らかな変化を観察することによって行われる。前述のように、搬送波トラッキング信号212はローカル搬送波周波数に関する受信された搬送波トラッキング周波数の変化を示す復調器200で発生する。この同じ信号は伝

送するために使用された搬送波周波数を調節するために周波数合成装置310に結合される。搬送波は受信装置によって多種の効果によって変化するように観察されるため、トランスミッタは補償するために期間リンクを自動的に調節する。このように、ドプラーおよび他の効果による搬送波トラッキングの変化をリピータは認めない、またはほとんど認めない。それ故、使用者端末は自動車であっても、通信システム10のリピータに実質的に静止して現れ、リピータの補償は必要ではない。

ミキサ312によって供給された通信信号は標的システムの範囲の外側にあり、有用な伝送力の損失を表わす望ましくない周波数をフィルタして取除くように動作する伝送アナログ帯域通過フィルタ318に結合される。

帯域通過フィルタ318の出力は最終増幅およびアンテナに表われる通信信号に対する伝送力の制御を与える伝送力制御装置318に結合される。伝送力制御装置318は全体的パワーレベルおよび責任サイクルまたは期間によって調節される。

受信された通信信号の相関力は自動利得制御ループフィルタ286のように復調器200で決定される。これからの制御信号はフェーズおよびパワー調節制御回路320に供給される。制御回路320は信号208によって信号力の増加または減少を検出し、伝送力制御装置318に適切な制御信号322を供給し、出力を増加または減少させる。これにより使用者端末はリピータ回路の追加力補償構成を必要とせずリピータに関する相関位置の変化とある程度のフェーディングを補償することができる。それ故、リピータは、端末が固定位置にあるが如くに使用者端末の信号力を観察する。選択的に、リピータは、もちろん、固定された制御信号を使用して受信信号のフェーディングを示し、逐次的通信を補償するためにそれを命令するパイロットシーケンスまたは通信プロトコルの部分として制御装置318に情報を送る。

前述のように、使用者端末20、22、24、および28は、スピーチ、音声、アナログ信号、またはデジタル信号活動検出器を使用して消費された不必

要なパワーの量と発生した干渉を減少させる。これを達成するために、この活動検出器324が設けられ、ここでは入力信号302または回送符号器304の出力に結合される音声付勢スイッチ(VOX)と呼ばれる。図示するために、音声信号が説明されるが、デジタル入力信号は変調器300とVOX324によって適応される。

VOX324は入力情報信号の一般的活動レベルを検出し、出力伝送が活動状態の欠如によってオフになるときを決定する。通信システムに必要なまたは使用可能なパワーの量および許容量は所望に増加し選択された“非活動状態”の期間の長さを決定する。VOX324は伝送信号に対する責任サイクル変換するように命令するパワー制御装置318に制御信号を供給する。このように、短時間のブーストは活動状態がないときにトランスミッタによって送られる。これは通信システム10が使用者端末130に対する通信リンクの保持とトラッキングを継続し、それ故パワーと通信システム10の許容量を無駄にしないようにする。

である。通信システムに対する使用者端末およびリピータは通信信号を送信し受信するような構成の新しい変調器および復調器を使用する。使用者端末およびリピータは、限定はされないが、多重ビーム位相アレイリピータアンテナ、指向増強全方向アンテナ、音声または活動スイッチング、または調整可能な使用者端末パワー制御のような使用者通信信号の間に限界分離を形成しシステムの許容量を増加させる手段を使用する。

通信リンクに対するリピータはドブラーシフトを補償するために多種の通信路と、他の通信システムで見出だされる多重路の問題を与える軌道または地上に基づいたリピータ位置である。軌道および地上リピータは相互に接続され、各使用音をオフロードし選択された地理的領域または所望の使用者クラスをカバーする。多重ビームアンテナの使用はさらにシステムの許容量を増加させ、システム内の単一の制御通信リンクに能力を与える。

本発明の技術的範囲から離れることなく追加の手段または使用者間の限界分離を与える手段を使

パワー制御装置318を去る出力は使用者端末130によって使用される適切なアンテナ構造に伝送される。変調器300は所望の搬送波周波数で通信信号を発生させるものとして説明された。選択的に、周波数合成装置310はミキサ312からの中間周波数を供給する。この場合、アップコンバータ段をパワー制御装置318とアンテナとの間に配置し、出力通信信号を通信システム10に対する適切な搬送波周波数にアップ変換する。

パワー制御に加え、周波数合成およびビットおよびシンボルクロックに使用されるタイミングはドブラーシフトと自動車システムに見出だされたフェーディング効果を補償するために調節される。つまり、復調器200のトラッキンググループは変調器300に信号を給し、復調器300のクロック発生装置328を次に駆動させる周波数合成装置328によって発生した周波数を変更するために使用される。

次に説明されることは、CDMAスプレッドスペクトラム処理技術を使用する新規通信システム

用できることは当業者には理解されるであろう。ここで説明された以外のスプレッドスペクトラム波形を提供する他の方法は本発明によって説明される。

好ましい実施例は、初期システムの利点を示す図示するために簡略化された1以上のリピータを使用して説明された。しかしながら、限界分離を有する直接的な使用者-使用者リンクを使用する通信ネットワークは本発明によって説明される。

好ましい実施例は、添付の図面と共に説明された。本発明は開示されたものに限定されるものではなく、多くの修正と変更がこの発明に従って可能である。実施例は本発明の原理と実際的应用例を最も良く説明するために選ばれ説明され、それにより当業者は特に説明された使用に適した多種の修正と共に多くの実施例で本発明を最も良く使用することができる。したがって本発明の技術的範囲は特許請求の範囲の記載についてのみ限定されるべきものである。

## 4. 図面の簡単な説明

第1a図は、衛星通信システムに使用されるアンテナの1例についてのアンテナ利得とボアサイト中心からの角度変位の関係を示すグラフであり、第1b図は、この発明の通信システムに使用したとき第1a図のアンテナの実際の、および望みを付けた使用者対アンテナ利得および中心からの角度変位の関係を示すグラフである。

第2図は、この発明の1実施例の通信システムの概観であり、第3図は、無指向性アンテナを使用する第2図この発明のシステムに使用される中継装置の概観であり、第4図は、通信リンクを設定するための平均使用者電力対地上中継装置からの距離の関係を示すグラフであり、第5図は、フェーズドアレイアンテナを使用する第2図のシステムに使用される別の中継装置の概観である。

第6図は、平均使用者電力対中継装置からの距離の関係を示すグラフであり、第7図は、第2図のシステムに使用される衛星中継装置および通信システムの概観である。

第8図は、相対信号強度対衛星干渉パターンに対する位置の関係を示すグラフであり、第9図は、ハブ干渉計通信リンクの概観である。

第10図は、第2図のシステムに使用される使用者ターミナルの概観であり、第11図は、第2図のシステムに使用されるアンテナの概観である。

第12図は、精円比を示し、第13図は、容量対アンテナ精円のグラフであり、第14図は、容量対アンテナ比のグラフである。

第15図は、第10図の使用者ターミナルで使用する復調器の概観であり、第16図は、第10図の使用者ターミナルで使用する変調器の概観である。

10…通信機も、12…地上中継装置、14…衛星中継装置、16…ハブ、20…自動車ユーザー。

出願人代理人 井理士 鈴江武彦

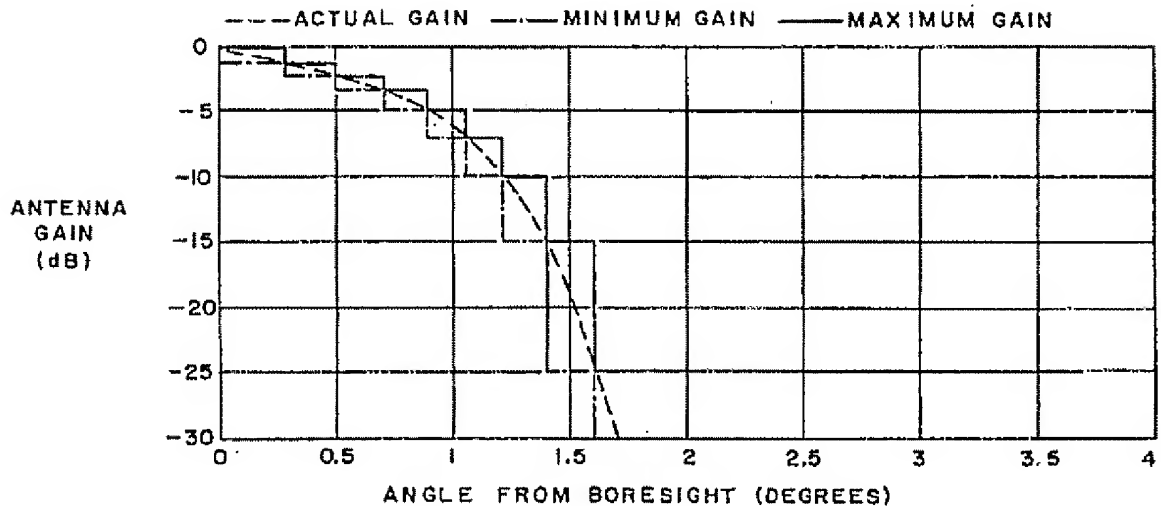


FIG. 1a

ANTENNA MARGINAL GAIN				
ATTN RANGE (dB)	CUM. ANGLE (°)	Δ ANGLE (°)	# USERS	WTD #USERS (USERS)
0	1	0.6	189	188.59
1	2	1.0	126	99.87
2	3	1.4	126	79.33
3	5	1.8	126	63.01
5	7	2.1	94	29.82
7	10	2.4	94	18.81
10	15	2.8	126	12.57
15	25	3.2	126	3.98
25	∞	7.4	1320	4.17
TOTALS		7.4	2326	500.17
FDMA REUSE FACTOR			CDMA REUSE FACTOR	
2.64			4.65	

FIG. 1b

RELATIVE CAPACITY INCREASE AND POLARIZATION ISOLATION vs. ELLIPTICITY			
ELLIPTICITY (dB)	AXIAL RATIO	CAPACITY INCREASE	POLARIZATION ISOLATION (dB)
0.00	1.00	100%	-∞
2.00	0.63	79%	-18.81
4.00	0.40	63%	-12.91
6.00	0.25	50%	-9.57
8.00	0.16	40%	-7.32
10.00	0.10	32%	-5.69
12.00	0.06	25%	-4.46
14.00	0.04	20%	-3.51
16.00	0.03	16%	-2.78
18.00	0.02	13%	-2.20
20.00	0.01	10%	-1.74

FIG. 14

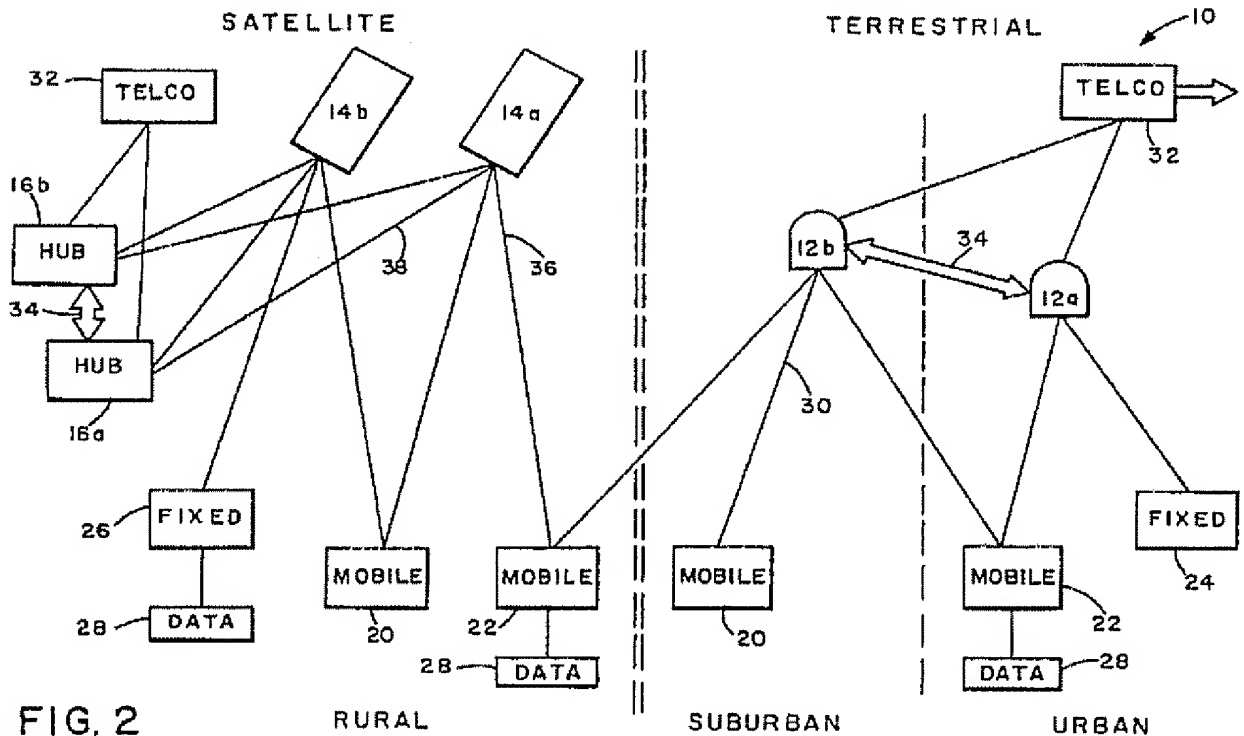


FIG. 2



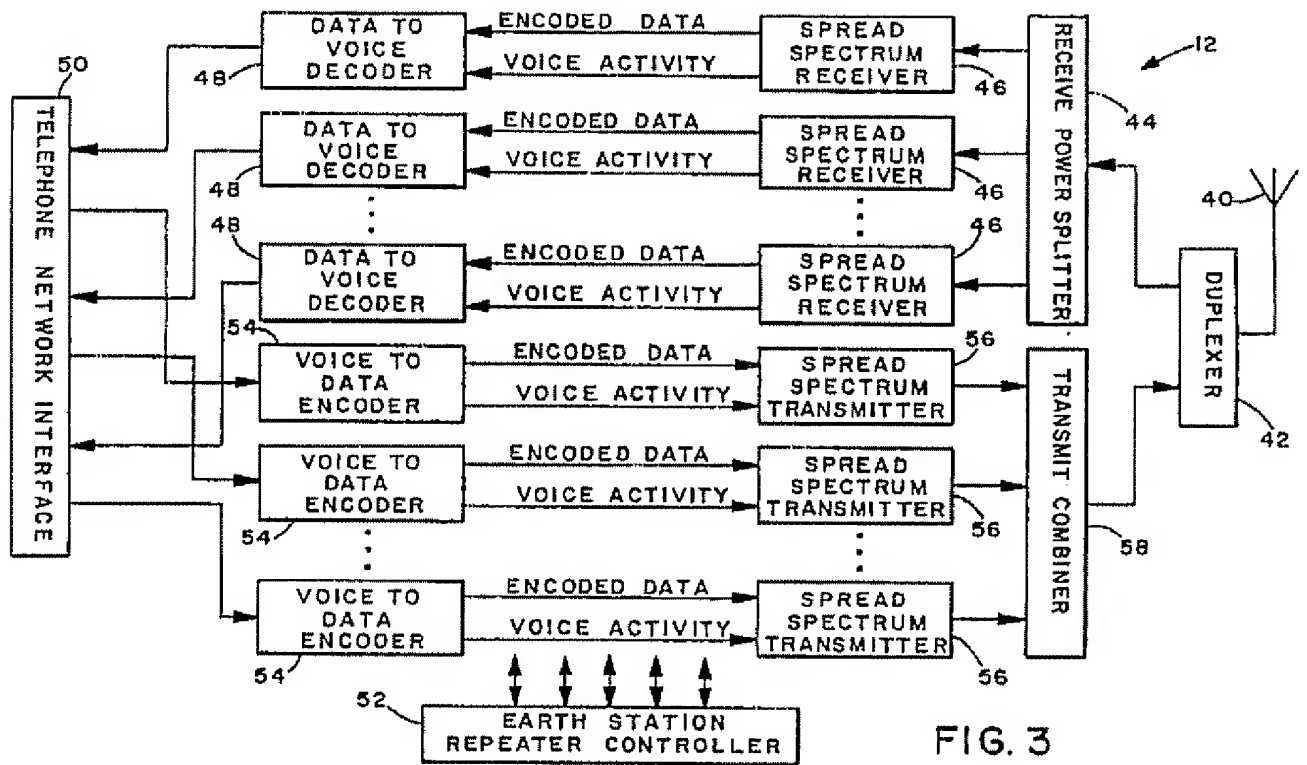


FIG. 3

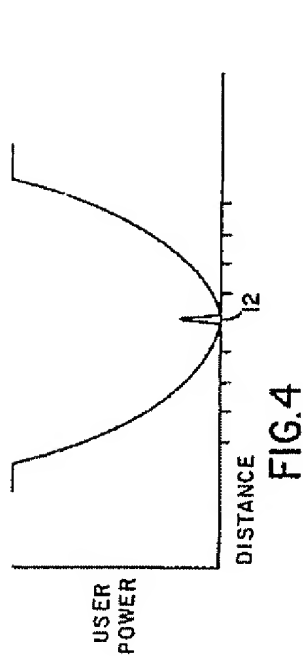


FIG. 4

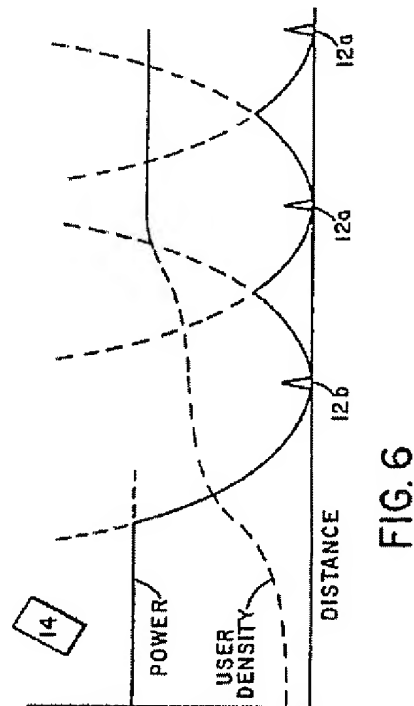


FIG. 6

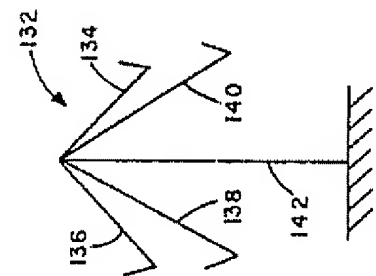
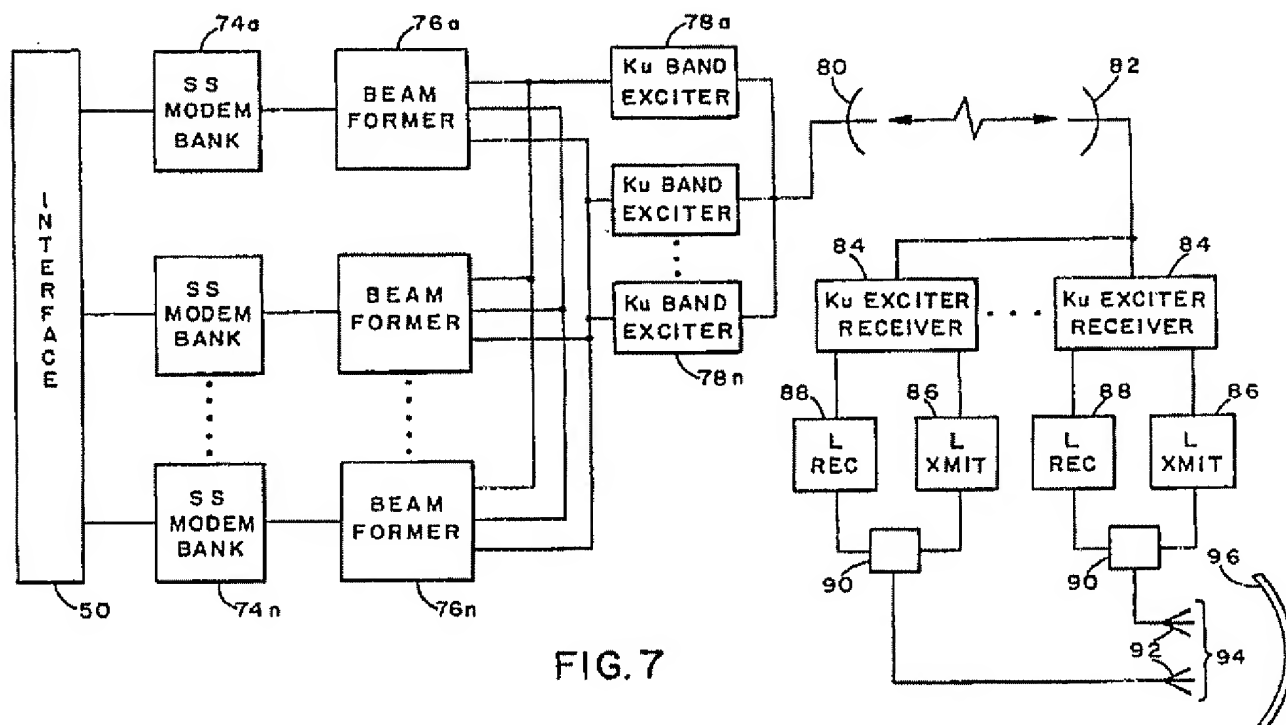
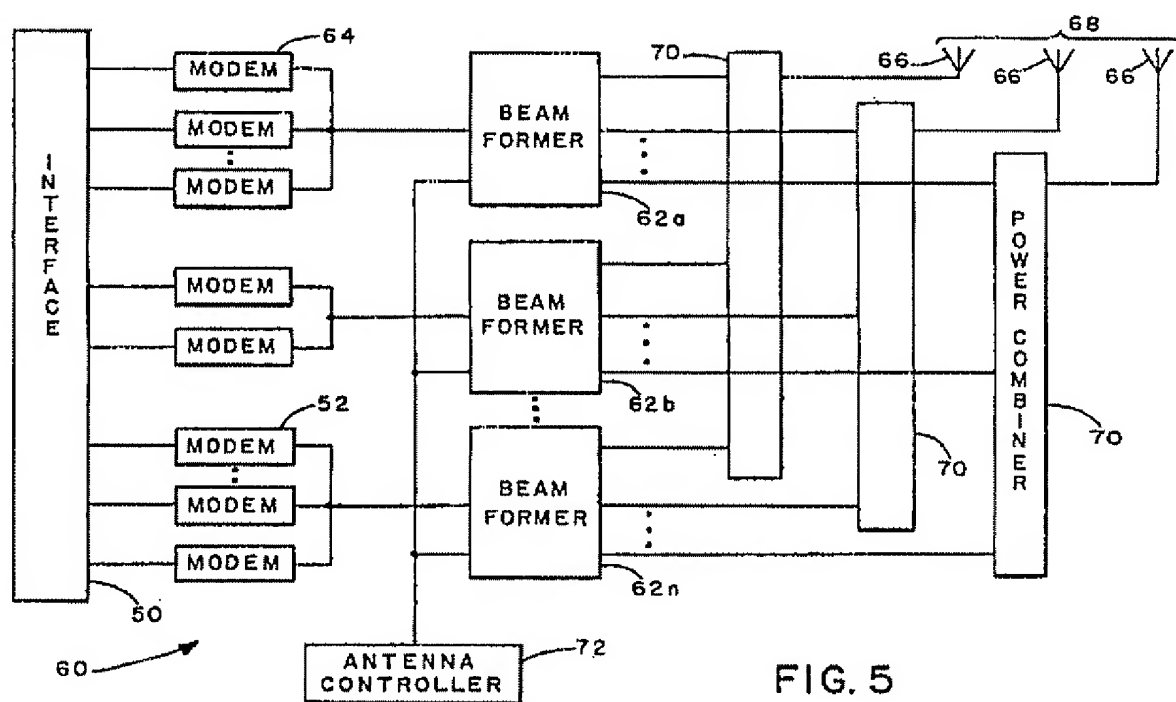


FIG. II



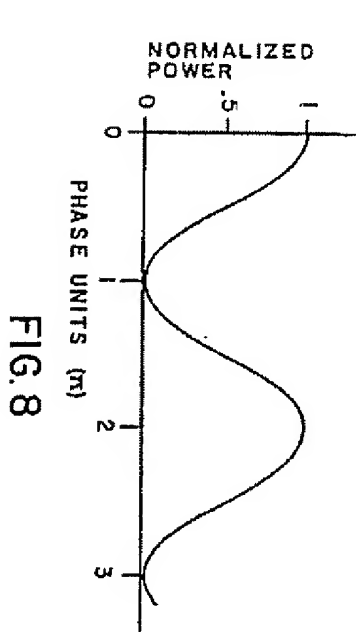


FIG. 8

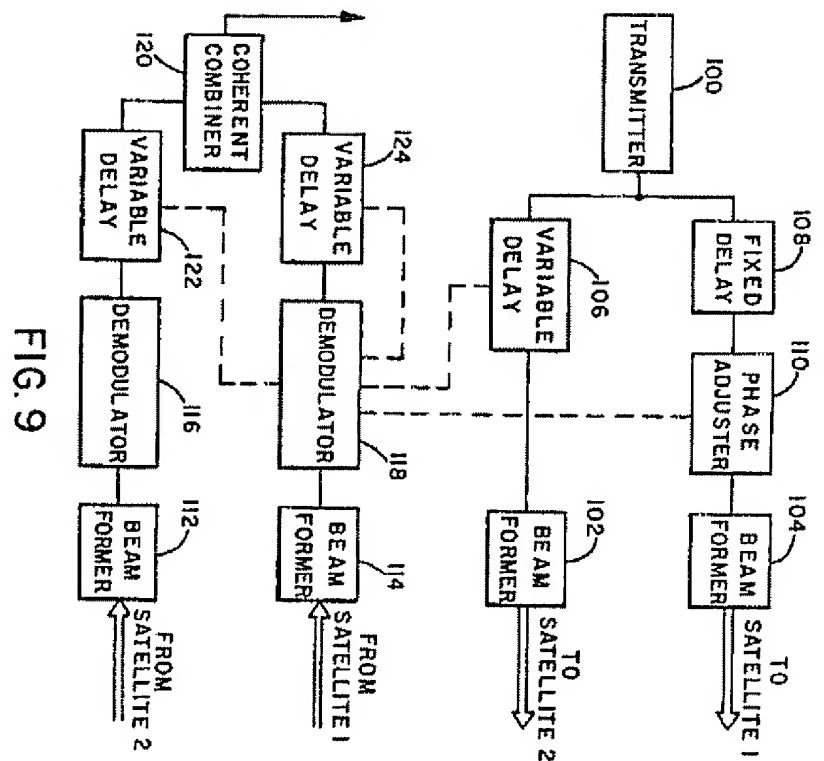


FIG. 9

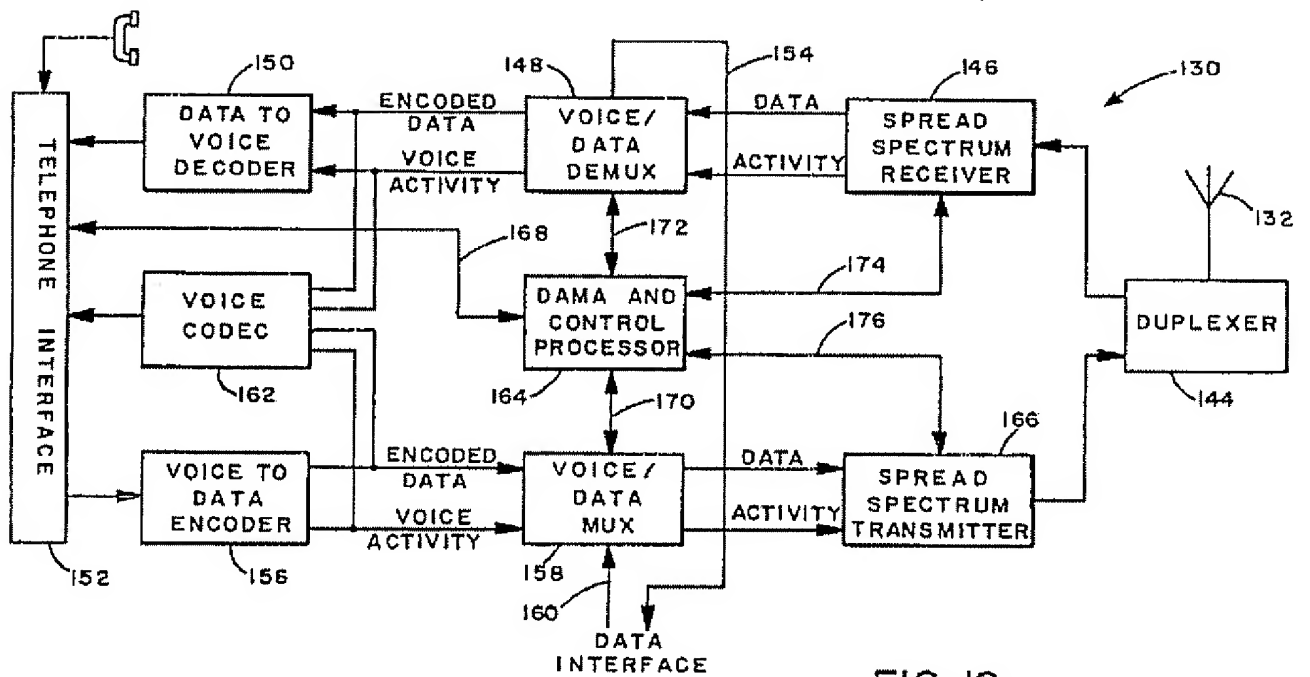


FIG. 10

